

Introdução a sistemas de radar.
Radar AESA (*Active Electronically Steered Array*).
Radar OTH (*Over The Horizon*).
Radar de abertura sintética (SAR).
Radar LPI (*Low Probability of Intercept*).
Jamming de sinais de radar.

Departamento de Eletrônica e Computação
Centro de Tecnologia
UFSM00269 – Comunicações Estratégicas
Prof. Fernando DeCastro

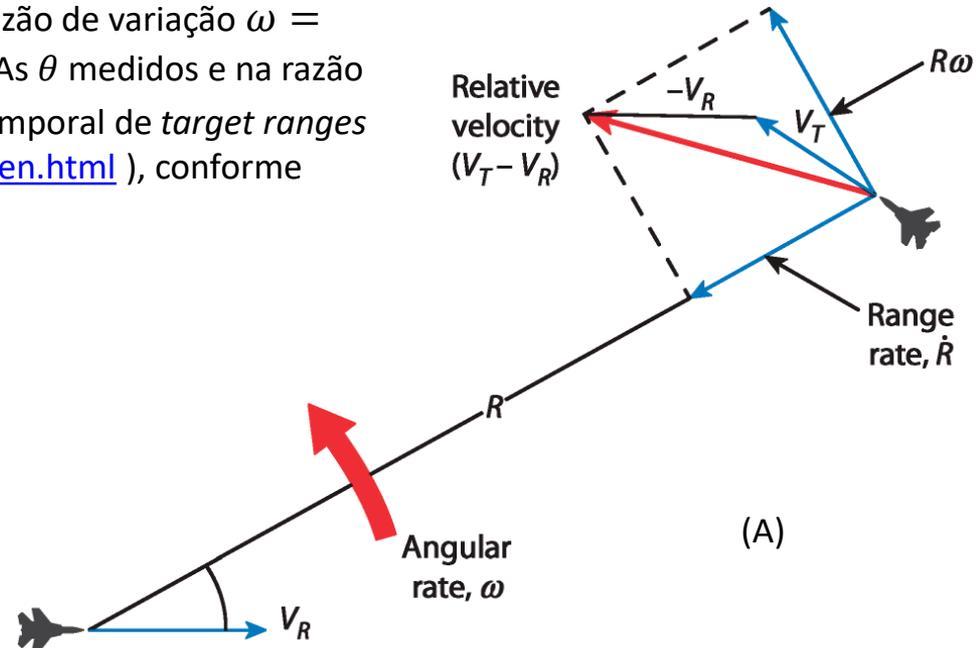


Introdução a sistemas de RADAR

Conforme discutido no Cap I.2 e no Cap I.3, a antena de um sistema de radar irradia ondas EM tendo um HPBW estreito no lobo principal de seu diagrama de radiação. A onda EM incide no *target* (alvo) e se reflete de volta na forma de eco, propagando-se na direção da antena do radar. Isto possibilita determinar a posição angular do alvo pelo DOA da onda refletida (eco). Medindo o tempo de trânsito das ondas incidente e refletida, o *target range* (distância da antena do radar ao alvo) é determinado, conforme vimos no Cap I. Sistemas de radar são, talvez, o elemento mais crítico para o sucesso de ações de ES (*Electronic Support* – Cap I.1) (ver, por exemplo, <https://www.thalesgroup.com/en/markets/defence-and-security/naval-forces/above-water-warfare/sea-fire>).

Para efeito de maximizar a precisão da posição de um alvo, o lobo principal da antena é movimentado angularmente de forma recorrente em torno da posição angular em que o alvo foi detectado, seguindo um padrão de varredura (https://www.tutorialspoint.com/radar_systems/radar_systems_tracking_radar.htm), até que seja estabelecido o *tracking lock* (<https://gizmodo.com/how-fighter-jets-lock-on-and-how-the-targets-know-1644871272>).

A partir do *tracking lock*, o alvo é rastreado automaticamente e sua velocidade relativa e trajetória podem ser determinados com base na razão de variação $\omega = d\theta/dt$ dos valores do DOA θ na sequência temporal de DOAs θ medidos e na razão de variação $\dot{R} = dR/dt$ do *target range* R na sequência temporal de *target ranges* medidos (<https://www.radartutorial.eu/10.processing/sp20.en.html>), conforme mostrado em (A) ao lado.



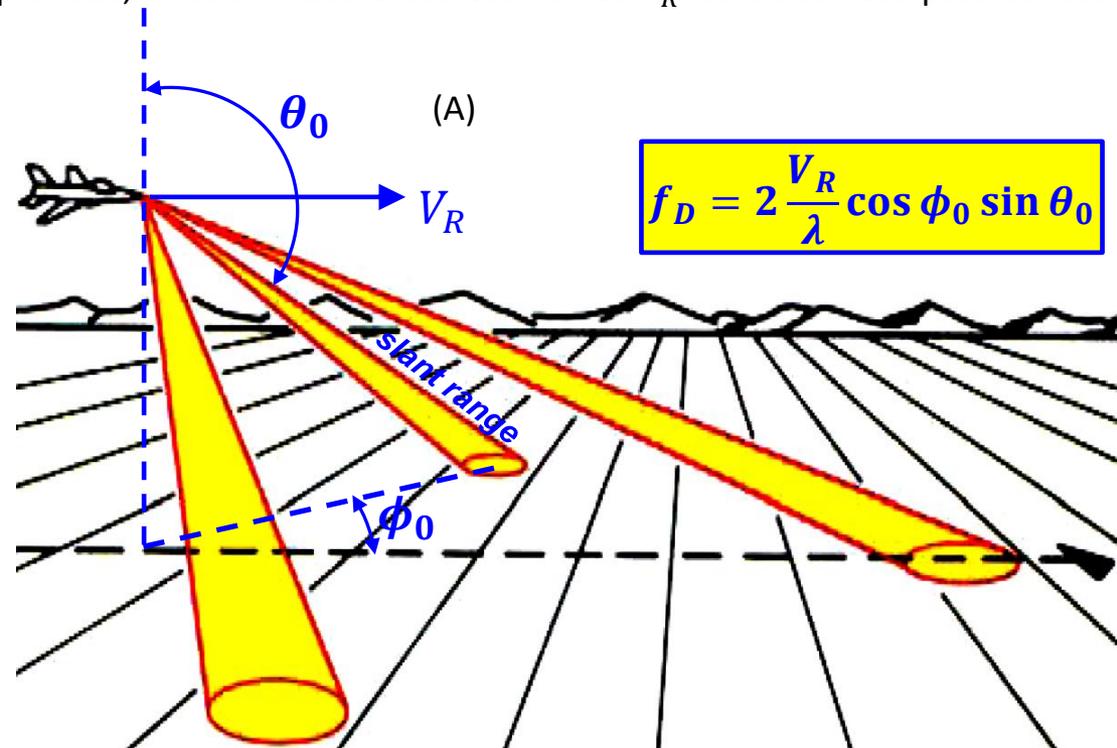
Introdução a sistemas de RADAR

Para radares FMCW, o *target range* e a velocidade do alvo podem ser medidos a partir do desvio de frequência Doppler na frequência do eco, conforme vimos no Exemplo 4 no slide 38 do Cap I.2.

A determinação da velocidade radial do alvo a partir do desvio Doppler de seus ecos permite identificar e rejeitar ecos de estruturas estáticas no solo, cujos ecos não apresentam Doppler (*clutter* – ver [https://en.wikipedia.org/wiki/Clutter_\(radar\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Clutter_(radar)) e https://en.wikipedia.org/wiki/Moving_target_indication).

No caso de um radar embarcado em uma aeronave (*airborne radar*), quando este aponta o ângulo θ_0 e ϕ_0 do lobo principal do *phased-array* dirigindo o feixe para um ponto à frente no solo e, em sequência, para dois pontos adicionais com ângulos θ_0 e ϕ_0 conhecidos conforme mostrado em (A), é possível determinar para cada ponto a velocidade V_R da aeronave em relação ao solo (ou em relação à superfície do oceano – ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/AESSDR.pdf>) através da expressão para o desvio Doppler f_D em (A) abaixo. Note que f_D é medido na frequência da onda EM refletida em cada ponto no solo estático e cujos ecos se propagam de volta ao longo do *slant range* na direção do *phased-array* do radar, conforme é mostrado em (A). Para maximizar a precisão, é feita a média dos valores de V_R determinados para os três pontos no solo.

Por outro lado, uma vez determinada a velocidade V_R da aeronave conforme descrito no parágrafo anterior, e sendo fixo e conhecido o ângulo θ_0 do *slant range* ao longo do qual o eco de um alvo no solo se propaga em direção ao *phased-array* do RX do radar, o desvio Doppler f_D medido para o referido eco será basicamente dependente do ângulo de azimute ϕ_0 do *slant range*, conforme expressão para f_D em (A) abaixo. Esta dependência será explorada no Cap III.4 quando estudarmos o radar de abertura sintética (SAR).



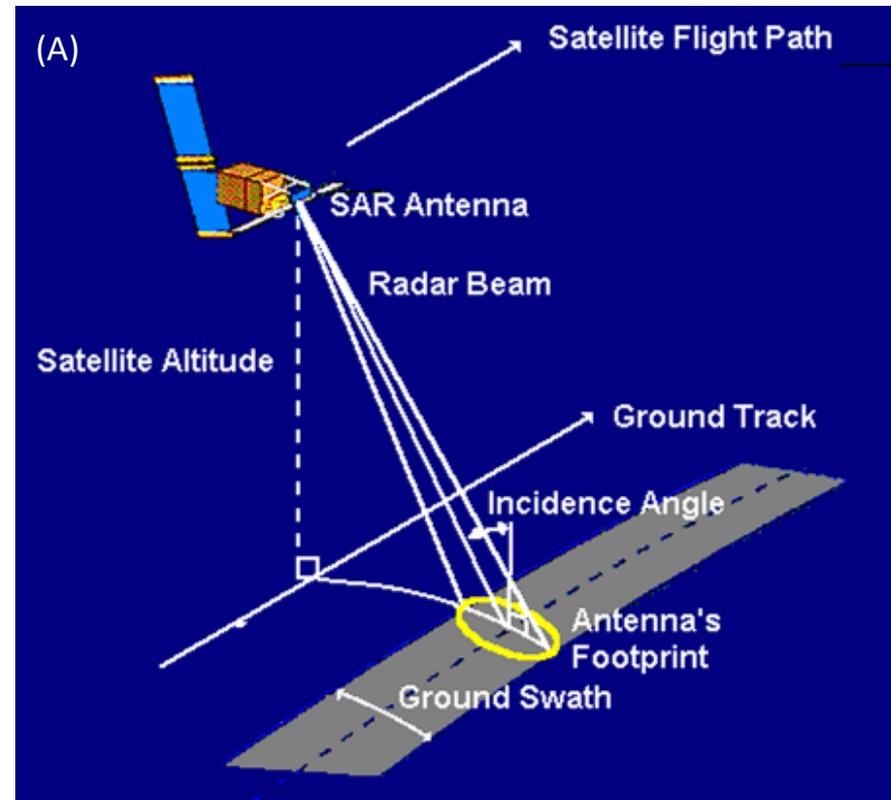
Introdução a sistemas de RADAR

A determinação do desvio Doppler na frequência dos ecos é, portanto, crucial para as múltiplas funcionalidades de um sistema de radar.

Neste contexto, seja no âmbito civil seja no âmbito militar (principalmente), é notório o largo e crescente uso de **radares coerentes**, também conhecidos como radar **pulse-Doppler**, em que cada pulso da onda EM irradiada pela antena é modulado em fase, em um processo similar à modulação de um sinal de RF por símbolos $I + jQ = e^{j\theta}$ da modulação digital PSK (*Phase Shift Keying* – ver https://www.fccdecastro.com.br/pdf/SCD1_CapIV.pdf). O RX do radar **pulse-Doppler** traz para banda-base o espectro da onda EM refletida e determina a fase $\theta' = \text{atan}\left(\frac{Q'}{I'}\right)$ da onda a partir das componentes I' e Q' demoduladas no demodulador do RX. Uma vez determinada a fase θ' da onda EM refletida, o RX determina o desvio Doppler f_D através de $f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta'}{dt}$.

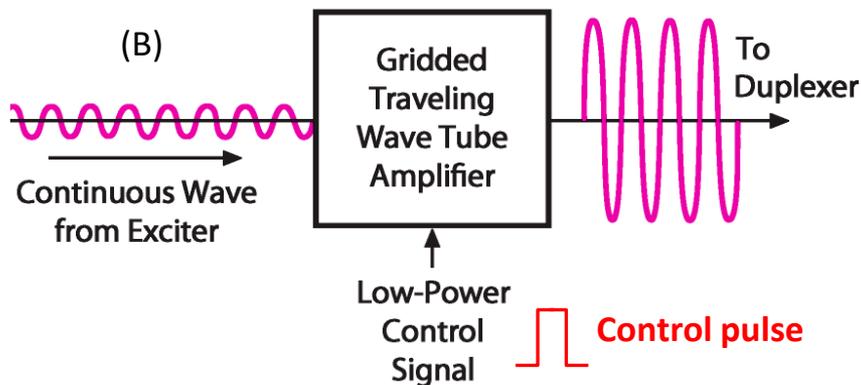
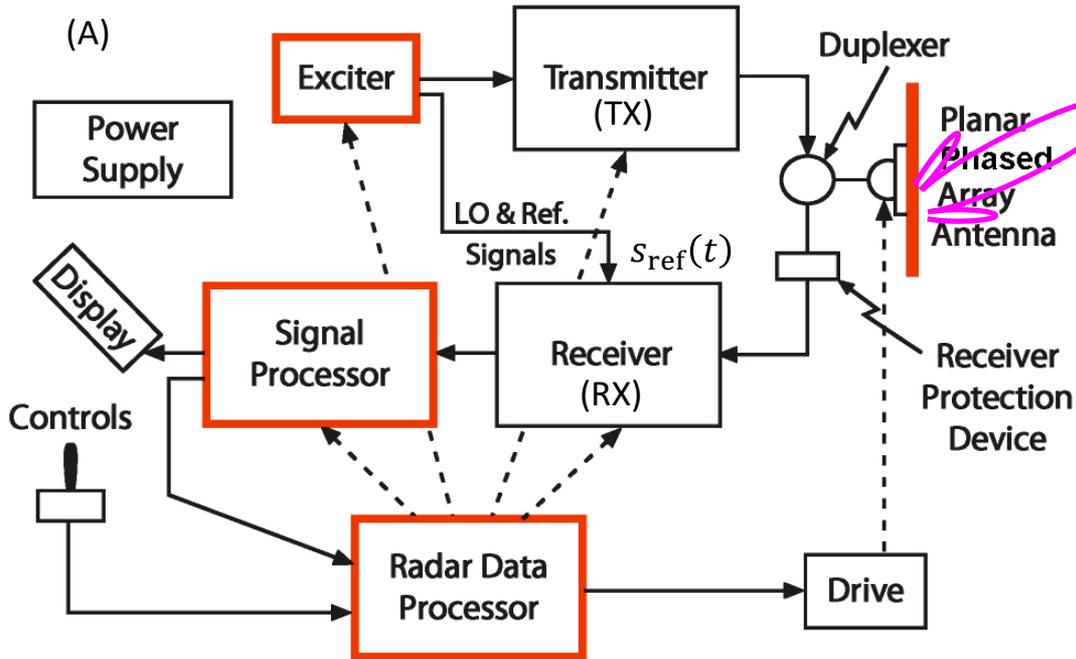
A capacidade do radar **pulse-Doppler** de medir com precisão a fase da onda EM refletida abre espaço para inúmeras aplicações. Por exemplo, a fase da onda EM refletida é uma função do *aspect angle* (ângulo de aspecto) do alvo (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/TREWSSRPA.pdf>). Se o alvo é uma aeronave, a fase da onda EM refletida é uma medida dos ângulos de aspecto nos eixos *yaw*, *roll* e *pitch* da aeronave (https://en.wikipedia.org/wiki/Aircraft_principal_axes), informação de considerável importância tática.

Uma aplicação de particular importância é o SAR – *Synthetic Aperture Radar* (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Synthetic-aperture_radar e <https://www.radartutorial.eu/20.airborne/ab07.en.html>), cujo imageamento mesmo a uma longa distância da superfície mapeada (ver (A) ao lado) só é possível em função da precisão da medida de fase possibilitada pelo radar **pulse-Doppler**.



Introdução a sistemas de RADAR

Em (A) abaixo são mostrados os principais elementos de um radar coerente *pulse-Doppler*. O transmissor “Transmitter” é um amplificador TWT (ver <https://www.radartutorial.eu/08.transmitters/Traveling%20Wave%20Tube.en.html> - *Traveling Wave Tube*), que é uma válvula eletrônica amplificadora de alta potência com ampla banda operacional (duas oitavas) e um alto ganho (40 a 70 dB).



A TWT é ligada e desligada ciclicamente através de um *control pulse* (pulso de controle) aplicado ao *control grid* (grade de controle - ver https://en.wikipedia.org/wiki/Traveling-wave_tube) de acordo com o *pulse repetition frequency PRF* e o *duty cycle* desejado para a onda EM irradiada, conforme discutimos no Cap I.2.

Quando ligada pelo *control pulse*, a TWT amplifica o sinal de RF modulado com **coerência de fase** (símbolo PSK $I + jQ = e^{j\theta}$ - ver https://www.fccdecastro.com.br/pdf/SCD1_CapIV.pdf) gerado pelo excitador até o nível de potência desejado a ser irradiado pelo *phased-array*, conforme mostrado em (A) e (B). O *phased-array* dirige o lobo principal de seu diagrama de radiação conforme vimos nos slides 114 a 116 do Cap II.2.

Como a potência da TWT é alta, a fase em cada elemento do *phased-array* é controlada através de módulos analógicos *phase shifters* (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Phase_shift_module).

O “Receiver Protection Device” é um dispositivo ultrarrápido que atenua qualquer pico do sinal da TWT que não tenha sido bloqueado no *duplexer* (= *circulator* - ver slide 15 Cap I.2) por eventual descasamento de impedância com a antena.

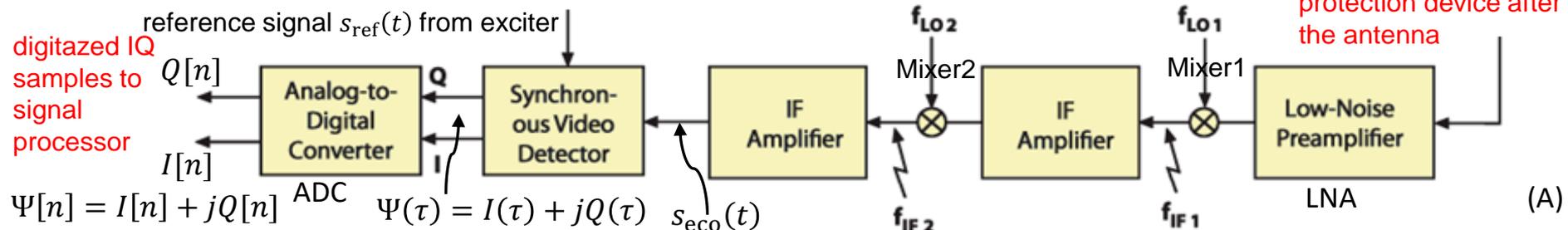
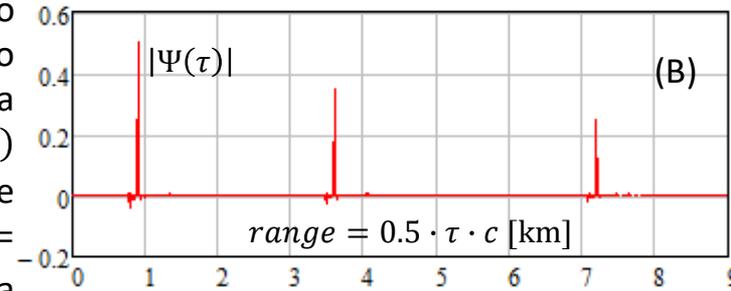
Introdução a sistemas de RADAR

Em (A) abaixo é mostrado o diagrama de blocos simplificado do RX de um radar *pulse-Doppler*. O *front-end* de RF do RX é um amplificador de baixo ruído (LNA) com baixa *noise figure* (figura de ruído – ver https://en.wikipedia.org/wiki/Noise_figure) de modo a amplificar o sinal dos ecos recebidos sem adicionar ruído térmico excessivo ao sinal. O LNA domina o nível de ruído do *front-end* analógico do RX e, conseqüentemente, determina a sensibilidade do sistema de radar (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/SLAA652.pdf>).

A arquitetura do RX é a de um *Double Conversion Superheterodyne*, conforme (A) abaixo (ver <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/superheterodyne-receiver/double-triple-dual-multiple-conversion.php>) p/ efeito de reduzir a sensibilidade às frequências imagens indesejadas (<https://www.electronics-notes.com/articles/radio/superheterodyne-receiver/image.php> e <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/superheterodyne-receivers>).

O “Synchronous Video Detector” efetua a correlação $\Psi(\tau) = \frac{1}{PW} \int_{-PW}^{PW} s_{eco}(t + \tau) s_{ref}(t) dt$ entre $s_{eco}(t)$ proveniente da antena e o sinal de referência $s_{ref}(t)$ proveniente do “Exciter” do TX. Em (B) é mostrado um gráfico de $|\Psi(\tau)| \times range$, sendo $range = 0.5 \cdot \tau \cdot c$ [km]. Note que há 3 alvos identificados no gráfico nos ranges 0.9Km, 3.6km e 7.2km.

Note em (A) que as frequências dos dois “Local Oscillators” são geradas no “Exciter” do TX p/ efeito de manter o sincronismo (= coerência) de fase do sinal transmitido com o sinal dos ecos dos alvos $s_{eco}(t)$. Isto assegura que a downconversão para bandabase efetuada pela correlação (= mixagem) $\Psi(\tau)$ resulte em ecos de valor complexo $I(\tau) + jQ(\tau) = A(\tau)e^{j2\pi f_D \tau + \theta(\tau)}$ de frequência f_D e fase $\theta(\tau)$ de alta precisão, onde $A(\tau) = |\Psi(\tau)| = \sqrt{I^2(\tau) + Q^2(\tau)}$ é a amplitude do eco do alvo, f_D é o desvio de frequência Doppler do eco resultante do movimento do alvo e $\theta(\tau) = \text{atan}(Q(\tau)/I(\tau))$ é a fase instantânea com que a onda EM do eco incide na antena.



Introdução a sistemas de RADAR

A cada m -ésima vez que a correlação $\Psi(\tau) = \frac{1}{PW} \int_{-PW}^{PW} s_{eco}(t + \tau) s_{ref}(t) dt$ é efetuada (ver slide anterior), N_s amostras $\Psi[m][n] = I[m][n] + jQ[m][n]$ são geradas após o ADC, que são armazenadas na memória na m -ésima linha de uma matriz $\Psi[m][n]$ de N_s colunas, $n = 0, 1 \dots N_s - 1$, com os N_s valores armazenados na m -ésima linha correspondentes ao resultado da m -ésima execução da correlação $\Psi(\tau)$, conforme mostrado em (A) abaixo.

(A)	$n = 0$	$n = 1$	\dots	$n = N_s - 1$
$m = 0$	$\Psi[0][0]$	$\Psi[0][1]$	\dots	$\Psi[0][N_s - 1]$
$m = 1$	$\Psi[1][0]$	$\Psi[1][1]$	\dots	$\Psi[1][N_s - 1]$
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$m = m_{max}$	$\Psi[m][0]$	$\Psi[m][1]$	\dots	$\Psi[m][N_s - 1]$

Portanto, cada m -ésima linha da matriz de correlação $\Psi[m][n]$ corresponde a um vetor $\Psi[n] = I[n] + jQ[n]$ indexado pelo instante n no tempo discreto, instante discreto que corresponde a um *range* discreto dado por $range = 0.5 \cdot n \cdot T_s \cdot c$ [km], sendo $T_s = \frac{1}{f_s}$ o intervalo de tempo entre as amostras n e $n + 1$ e f_s é a frequência de amostragem do ADC.

Neste contexto, cada n -ésima coluna de $\Psi[m][n]$ na memória é uma fila $\Psi_n[m]$ denominada “Range Bin” (*bin* = caixa de armazenamento), porque a cada m -ésima vez que a correlação $\Psi(\tau)$ é efetuada e digitalizada pelo ADC um novo valor é armazenado na fila $\Psi_n[m]$ na n -ésima coluna de $\Psi[m][n]$.

Em (A) no próximo slide são mostrados os blocos que dão continuidade ao processo de detecção dos alvos. Cada n -ésimo *range bin* $\Psi_n[m]$ na n -ésima coluna de $\Psi[m][n]$ em (A) acima é lido pelo “Clutter Filters” e p/ cada sequência $\Psi_n[m] = I[m] + jQ[m]$ armazenada no n -ésimo *range bin* é verificado se ela corresponde a ecos de *clutters* (estruturas estáticas que não são alvos – estrutura metálica de edifícios, morros, etc ...), identificados por apresentarem desvio Doppler nulo, i.e.,

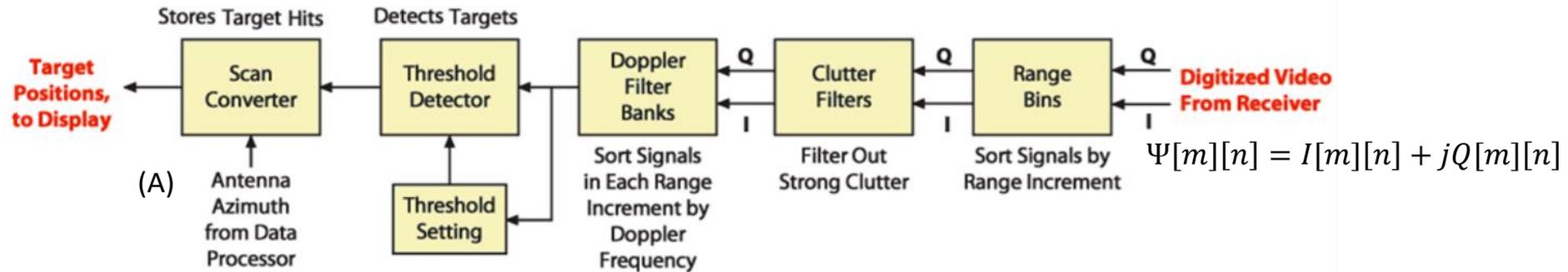
$$f_D = 0 \text{ [Hz]} \text{ em } \Psi_n[m] = I[m] + jQ[m] = A[m] e^{j2\pi f_D \frac{(m \cdot N_s + n)}{f_s} + \theta(m \cdot N_s + n)}, \text{ onde } A[m] = |\Psi_n[m]| = \sqrt{I^2[m] + Q^2[m]}.$$

(ver [https://en.wikipedia.org/wiki/Clutter_\(radar\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Clutter_(radar)) e https://en.wikipedia.org/wiki/Moving_target_indication).

O desvio Doppler f_D [Hz] é determinado através de $f_D = \frac{\Delta z}{\Delta t}$ onde $\Delta z = \Psi_n[m] \Psi_n^*[m - 1]$ e $\Delta t = \frac{(m \cdot N_s + n)}{f_s} - \frac{((m - 1) \cdot N_s + n)}{f_s} = \frac{N_s}{f_s}$. A seguir o “Doppler Filter Banks” efetua uma FFT (*Fast Fourier Transform*) de N pontos na sequência $\Psi_n[m]$ respectiva a cada n -ésimo *range bin* e identifica as N frequências f_D de desvio Doppler naquele n -ésimo *range* (identificando, portanto, a velocidade de movimento dos objetos refletoras no n -ésimo *range* que deram origem aos ecos), conforme mostrado em (A) no próximo slide e em (A) no slide 9.

Introdução a sistemas de RADAR

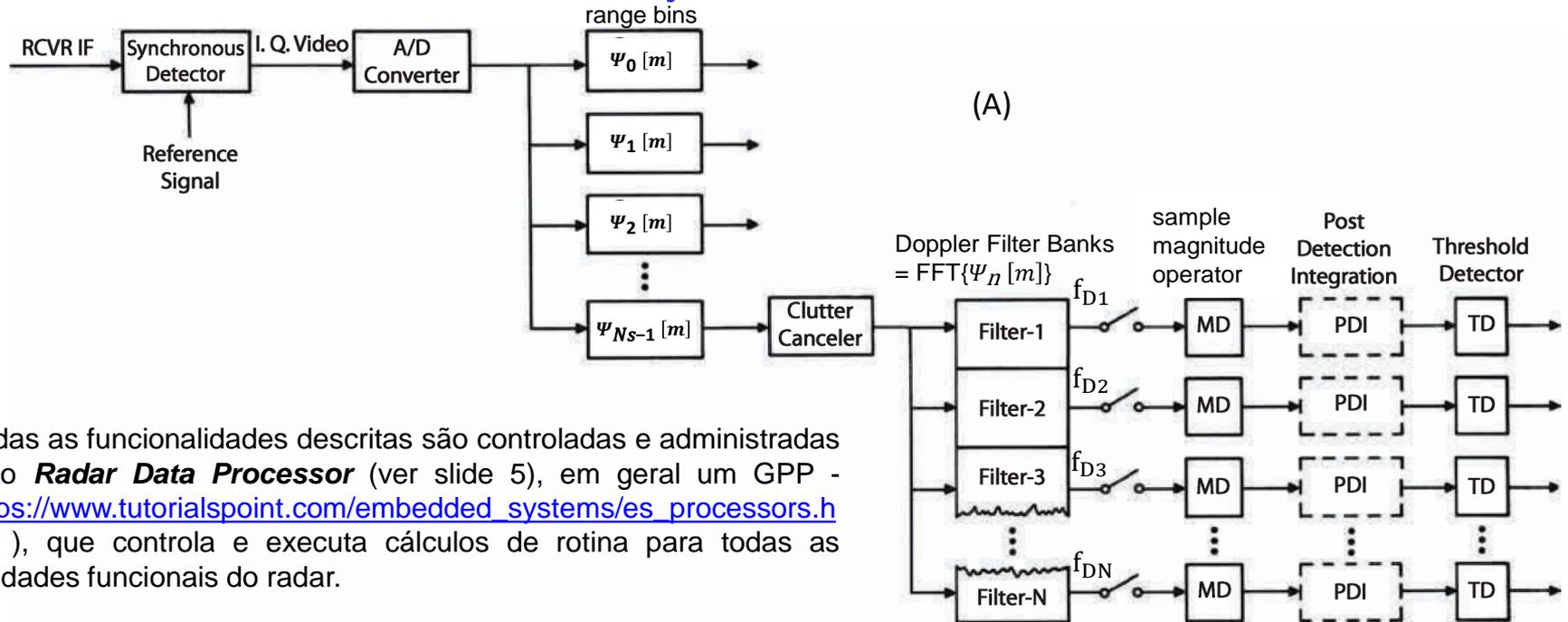
A seguir, em alguns sistemas, o “Post Detection Integration” em (A) no próximo slide particiona a sequência na saída do Doppler Filter correspondente ao n -ésimo *range bin* $\Psi_n[m]$ e efetua a operação de correlação entre cada par de partições obtidas do particionamento da sequência original em múltiplas partições de modo a maximizar o sinal do eco e minimizar o ruído. Ao avaliar as saídas do “Doppler Filter Banks” respectivas a cada *range*, conforme mostrado em (A) abaixo e em (A) no próximo slide, o “Threshold Detector” determina o nível η de ruído de fundo (*background noise*) e de *clutter* residual, assim como um operador humano faria observando a linha de varredura de um display de radar (ver slides 16 a 19 do Cap I.2). Amplitudes acima do nível η são consideradas ecos de um alvo em movimento com desvio Doppler f_D naquele *range*.



A seguir, os *ranges* e os desvios Dopplers f_D dos alvos detectados pelo “Threshold Detector” são enviados ao “Scan Converter”, que armazena temporariamente em sua memória os *ranges* e os desvios Dopplers f_D dos alvos detectados naquele azimute para o qual o *boresight* da antena aponta, conforme mostrado em (A) acima. Simultaneamente, a memória do “Scan Converter” é varrida e lida continuamente sob uma rápida taxa e os *ranges* dos alvos detectados são enviados ao display do radar que os exibe continuamente na forma de pontos de alta luminosidade, informando os ângulos de azimute de todos os alvos já identificados. Esse recurso, denominado de DSC (*digital scan conversion*), contorna o problema de blips de alvos desaparecendo do display durante o tempo de varredura de azimute, que é comparativamente longo em relação ao tempo de persistência do display. Assim, o DSC gera blips sintéticos de alta luminosidade uniforme em um fundo escuro, que inequivocamente indicam as posições dos alvos facilitando a sua identificação (ver slides 17 a 19 do Cap I.2). Essa é uma capacidade básica comum a todos os radares.

A transmissão de pulsos de largura de banda espectral ampla e o emprego de compressão de pulso (ver Exemplo 8 no slide 71 do Cap I.3) permitem detectar alvos a longa distância e com alta resolução radial (*range resolution*). A resolução em azimute (e em elevação) é basicamente dependente do HPBW da antena. No caso de radares *airborne* (*airborne radar* = radar que opera em uma aeronave), a resolução de azimute pode ser significativamente aumentada aplicando técnicas de *beamforming* (slide 118 Cap II.3) na memória “Range Bins” (*bin* = caixa de armazenamento), cada *bin* armazenando uma sequência de valores IQ associada ao eco de um alvo posicionado em um determinado *range*. O *beamformer* efetua a combinação linear dos valores IQ armazenados em cada *range bin* resultantes de pulsos sucessivos irradiados pelo radar enquanto a aeronave voa em sua trajetória de vôo, de modo a formar uma abertura sintética para a antena e, portanto, possibilitar uma imagem de alta resolução, conforme veremos adiante quando estudarmos o SAR – *Synthetic Aperture Radar*.

Introdução a sistemas de RADAR



Todas as funcionalidades descritas são controladas e administradas pelo **Radar Data Processor** (ver slide 5), em geral um GPP - https://www.tutorialspoint.com/embedded_systems/es_processors.htm), que controla e executa cálculos de rotina para todas as unidades funcionais do radar.

O processador de dados executa o agendamento de modos de operação, como o modo de busca de alvos de longo alcance (*long range search*), rastreamento durante a varredura (*track while scan* - https://en.wikipedia.org/wiki/Track_while_scan) ou imageamento SAR, que discutiremos adiante neste capítulo.

No caso de um radar *airborne*, o processador recebe informações do sistema de navegação inercial da aeronave, estabilizando e controlando o lobo principal do *phased-array* do radar durante a busca e rastreamento. Com base nas informações de entrada do processador de sinal, a aquisição do alvo é efetuada, sendo apenas necessário que o operador marque no display o alvo a ser rastreado. A partir da aquisição, o processo de rastreamento é automático – o processador de dados calcula os sinais de erro de rastreamento de forma a antecipar os efeitos de todas as variáveis mensuráveis e previsíveis (por exemplo, a velocidade e aceleração do radar, o rumo da aeronave, os limites dentro dos quais o alvo pode-se esperar que mude sua velocidade, a razão sinal-ruído). Este *data-fusion* das múltiplas variáveis envolvidas (https://en.wikipedia.org/wiki/Data_fusion) produz um rastreamento extraordinariamente estável e preciso (= *tracking lock*). Durante todo o processo, o processador de dados monitora todas as operações do radar, incluindo as suas próprias. Em caso de falha do sistema, o operador é alertado sobre o problema e, por meio de testes *built-in* (rotinas de teste internas), o processador de dados isola a falha e encaminha as funcionalidades do bloco em falha para um bloco redundante que assume a funcionalidade do bloco sob falha operacional.

Range máximo em função da sensibilidade do RX

Independente do tipo de radar (https://www.tutorialspoint.com/radar_systems/radar_systems_types_of_radars.htm), a amplitude com que a onda EM refletida no alvo é recebida no RX do radar é de crucial importância para o *range* máximo R_{\max} em que o radar é capaz de detectar um alvo. A limitação do *range* em R_{\max} depende do quanto o alvo reflete a onda EM, da atenuação da onda EM com a distância e da sensibilidade do RX do radar. A sensibilidade do RX é um parâmetro que estabelece a potência mínima $P_{r_{\min}}$ do sinal de RF recebido para que o RX seja capaz de demodular o sinal. O máximo range R_{\max} é dado por (ver <https://www.radartutorial.eu/01.basics/The%20Radar%20Range%20Equation.en.html>):

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{r_{\min}} (4\pi)^3}} \quad (1)$$

onde P_t [W] é a potência do TX do radar, G [vezes] é o ganho da antena, λ [m] é o comprimento de onda na frequência de operação do radar, $P_{r_{\min}}$ [W] é a potência mínima do sinal de RF na entrada do LNA do RX (ver (A) no slide 5) para que o RX seja capaz de demodular o sinal e σ [m²] é o **Radar Cross Section do alvo, parâmetro que mede a área equivalente do alvo que eficazmente reflete a onda EM incidente e portanto é uma medida da intensidade da onda EM refletida pelo alvo.** ([https://pt.wikipedia.org/wiki/RCS_\(avia%C3%A7%C3%A3o\)](https://pt.wikipedia.org/wiki/RCS_(avia%C3%A7%C3%A3o))) e em particular ver <https://www.aereo.jor.br/2010/02/01/um-pouco-sobre-secao-reta-radar-rcs-e-tecnologia-stealth/>).

Exemplo 1: Um radar *pulse-Doppler* opera na frequência $f_0 = 10.745$ [GHz] e a TWT de seu transmissor tem uma potência de pico de $P_t = 12$ [KW]. O ganho do lobo principal do diagrama de radiação do *phased-array* é 30 [dBi] e o receptor do radar tem uma sensibilidade $V_{\min} = 0.316$ [μV] com uma impedância $Z_{in} = 50$ [Ω] na entrada do LNA (ver (A) no slide 5). O alvo a ser detectado é uma aeronave Boeing F-18E (https://en.wikipedia.org/wiki/Boeing_F/A-18E/F_Super_Hornet), cujo RCS é 0.75 [m²]. **Pede-se:** Determine o máximo range R_{\max} do radar para este alvo.

Solução:

$$P_{r_{\min}} = \frac{\left(\frac{V_{\min}}{\sqrt{2}}\right)^2}{Z_{in}} = 0.001 \text{ [pW]} \quad G = 10^{\frac{30 \text{ [dBi]}}{10}} = 1000 \quad \lambda = \frac{c}{f_0} = 27.901 \text{ [mm]}$$

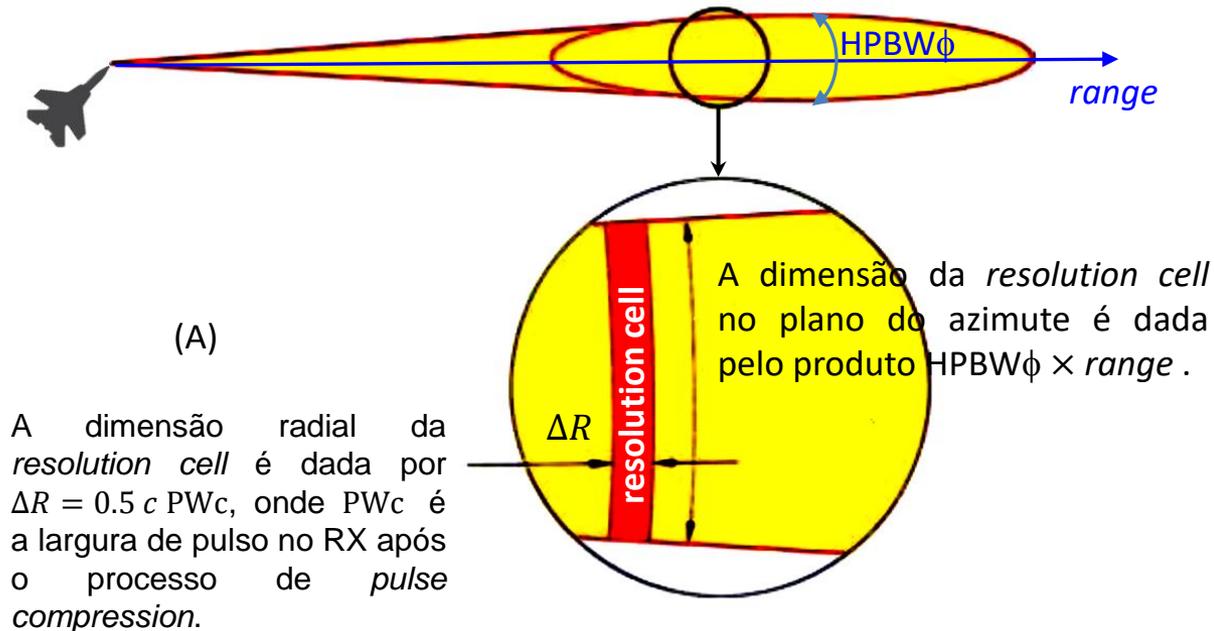
$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{r_{\min}} (4\pi)^3}} = 43.347 \text{ [Km]}$$

Compressão de pulso com códigos de Barker

Dois ou mais alvos que sejam enquadrados no interior da *resolution cell* do radar são indistinguíveis um do outro no display do radar (<https://www.radartutorial.eu/01.basics/The%20resolution%20cell.en.html>). Portanto, **para maximizar a resolução da imagem mostrada no display do radar é necessário minimizar o tamanho da *resolution cell*.**

A dimensão da *resolution cell* no plano do azimute é dada pelo produto $HPBW_{\phi} \times range$, conforme mostrado em (A) abaixo. De maneira similar, a dimensão da *resolution cell* no plano de elevação é dada pelo produto $HPBW_{\theta} \times range$. Portanto, para minimizar as dimensões do *resolution cell* em azimute e em elevação é necessário minimizar o produto $HPBW_{\phi} \times HPBW_{\theta}$ da antena, ou seja, é necessário maximizar a sua diretividade dada por $D = 41253 [^{\circ 2}] / (HPBW_{\phi} \times HPBW_{\theta})$ (ver equação (49) na pag 20 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/A_C3.pdf).

Já a dimensão radial da *resolution cell* define o *range resolution* dado por $\Delta R = 0.5 c PW_c$, onde PW_c é a largura no tempo do pulso após o processo de *pulse compression* no RX, sendo $c = 2.9979246 \times 10^8 \text{m/s}$ (ver discussão no slide 71 do Cap I.3), conforme mostrado em (A) abaixo. Portanto, para minimizar a dimensão radial do *resolution cell* é necessário maximizar o fator de compressão de pulso ρ .



Compressão de pulso com códigos de Barker

No Cap I.3 estudamos a compressão de pulso através de sinais *chirp* detectados por *matched filter*, no entanto o pulso *chirp* comprimido no tempo resulta em uma função $\text{sinc}(t)$ que nem sempre apresenta *sidelobes* (lobos secundários) desprezíveis (ver Exemplo 9 no slide 73 do Cap I.3).

Uma técnica alternativa e que minimiza os *sidelobes* do pulso comprimido no tempo consiste em modular o pulso de RF de largura PW com uma sequência de N símbolos IQ BPSK (ver slide 23 de https://www.fccdecastro.com.br/pdf/SCD1_CapIV.pdf) obedecendo à uma das sequência de Barker (ver <https://www.radartutorial.eu/08.transmitters/Barker%20Code.en.html>), conforme tabela em (A) abaixo.

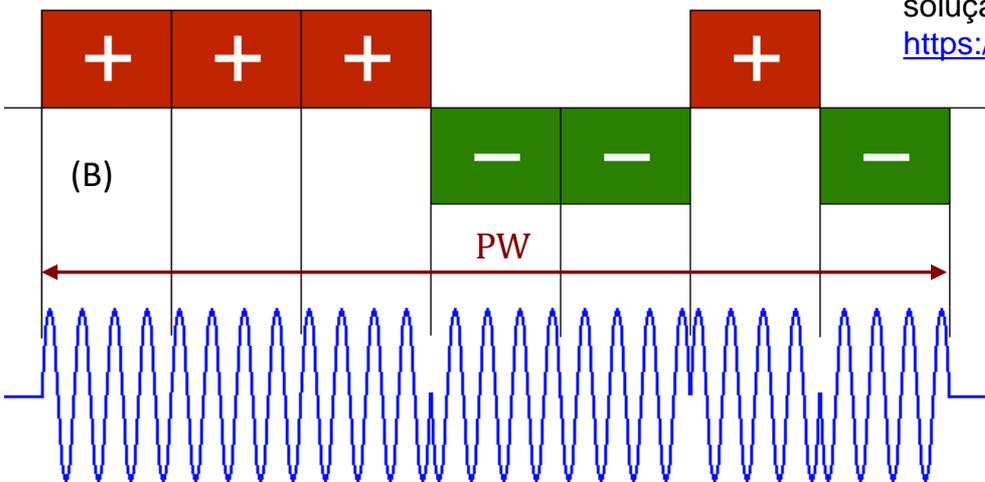
(A) Known Barker codes

N	BPSK sequence		Sidelobe level
2	+1 -1	+1 +1	-6 dB
3	+1 +1 -1		-9.5 dB
4	+1 +1 -1 +1	+1 +1 +1 -1	-12 dB
5	+1 +1 +1 -1 +1		-14 dB
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1		-16.9 dB
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1		-20.8 dB
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1		-22.3 dB

A detecção é efetuada no RX através de um filtro FIR com coeficientes correspondendo à sequência IQ de Barker invertida no tempo, o que define este filtro FIR como um *matched-filter* para a sequência de Barker.

A resposta ao impulso de um filtro FIR é a próprio conjunto de coeficientes do filtro, e a saída de um filtro FIR é a **convolução** da sequência em sua entrada com sua resposta ao impulso (ver slide 24 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/SS_Aula5&6_26032020.pdf).

Portanto, um filtro FIR cujos coeficientes correspondem à sequência IQ de Barker invertida no tempo efetuará a **auto-correlação** da sequência IQ de Barker aplicada em sua entrada. Note que auto-correlação é a operação efetuada por um *matched-filter* quando em sua entrada é aplicada a sequência à qual o filtro é casado (ver solução do exemplo no slide 56 de https://www.fccdecastro.com.br/pdf/SCD1_CapIV.pdf)

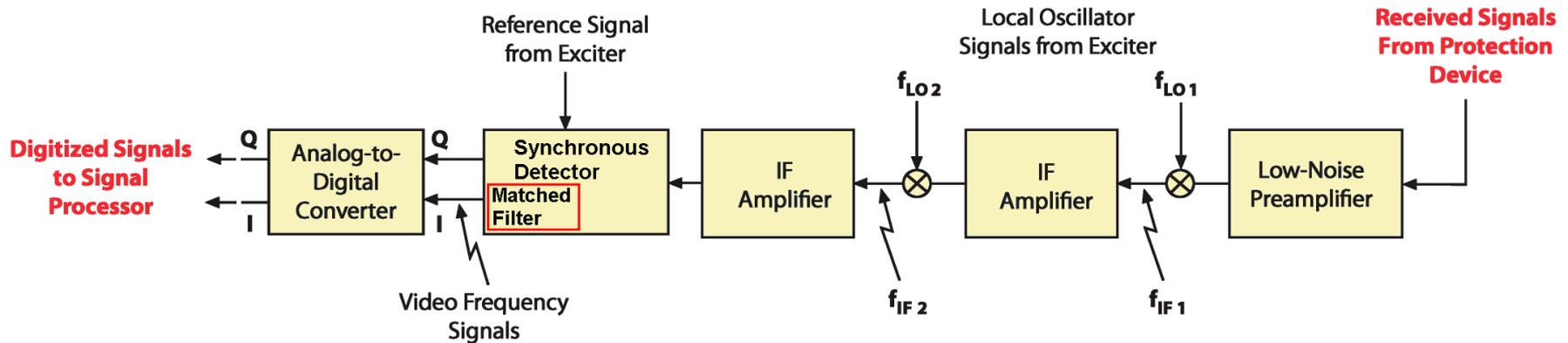


Em (B) é mostrado o pulso de RF de largura PW modulado com uma sequência de $N = 7$ símbolos IQ BPSK conforme tabela em (A).

Note que cada símbolo BPSK no pulso de RF de duração PW tem uma duração PW/N .

Compressão de pulso com códigos de Barker

Exemplo 2: O diagrama abaixo mostra o bloco *matched-filter*, posicionado internamente ao bloco *synchronous detector* do RX de um radar *pulse-Doppler*. O TX do radar modula cada pulso de RF com uma sequência de $N = 11$ símbolos BPSK, sequência que é determinada pelo respectivo código de Barker.



Pede-se: (a) Determine os coeficientes do filtro FIR do *matched-filter* e plote a sua resposta ao impulso. (b) Determine e plote a resposta do *matched-filter* a cada eco recebido pelo RX. (c) Determine o *sidelobe level* do código de Barker adotado pelo radar. (d) Estime o fator de compressão de pulso ρ resultante.

O *script* do software MathCad utilizado na solução deste exemplo está disponível em <http://www.fccdecastro.com.br/ZIP/E2S13.zip>.

Solução:

(a) Coeficientes do filtro FIR (resposta ao impulso do *matched-filter*):

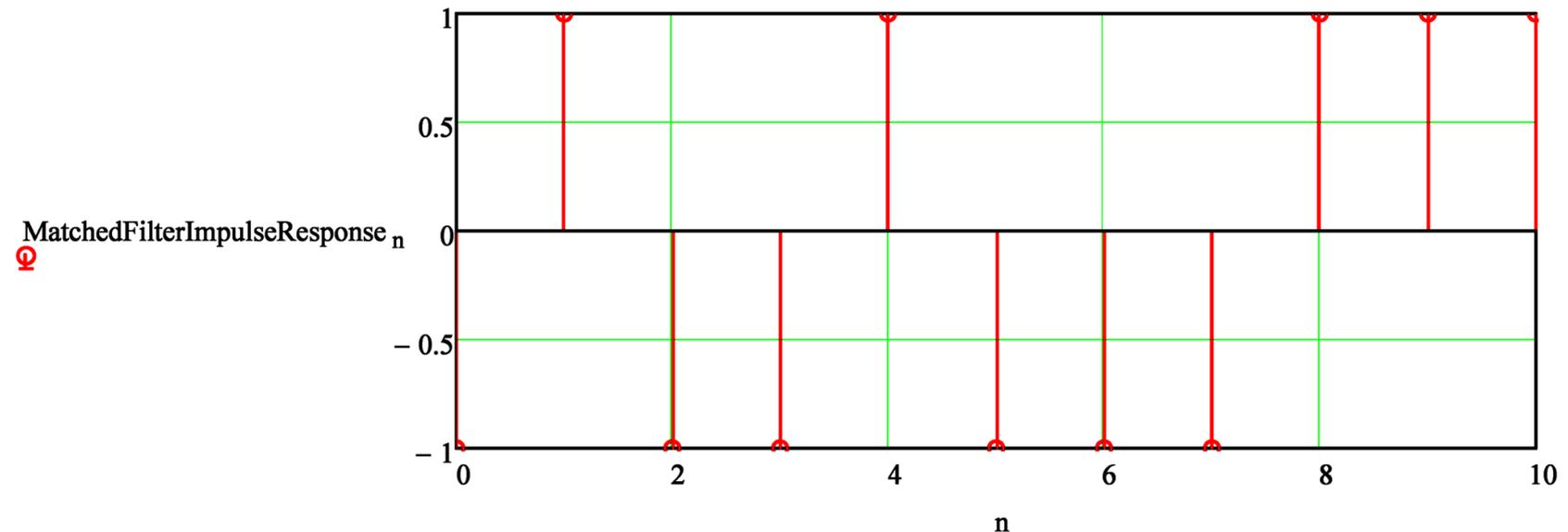
$$\text{BPSK11} := (1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1)^T$$

$$\text{BPSK_Sequence} := \text{BPSK11}$$

$$N := \text{length}(\text{BPSK_Sequence}) = 11 \quad n := 0..N - 1$$

$$\text{MatchedFilterImpulseResponse}_n := \text{BPSK_Sequence}_{\text{length}(\text{BPSK_Sequence})-1-n}$$

$$\text{MatchedFilterImpulseResponse}^T = (-1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1)$$



(c) *Sidelobe level*:

$$\text{SideLobeLevel} := 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\max(\text{MatchedFilterOutput})}\right) = -20.8 \text{ [dB]}$$

(d) Fator de compressão de pulso:

Antes da compressão de pulso o pulso de RF apresentava uma duração PW equivalente a $N = 11$ símbolos BPSK. Do gráfico em (b) observa-se que o pulso reduziu sua duração para o equivalente a 2 símbolos BPSK. Portanto o fator de compressão de pulso é:

$$\rho := \frac{N}{2} = 5.5$$

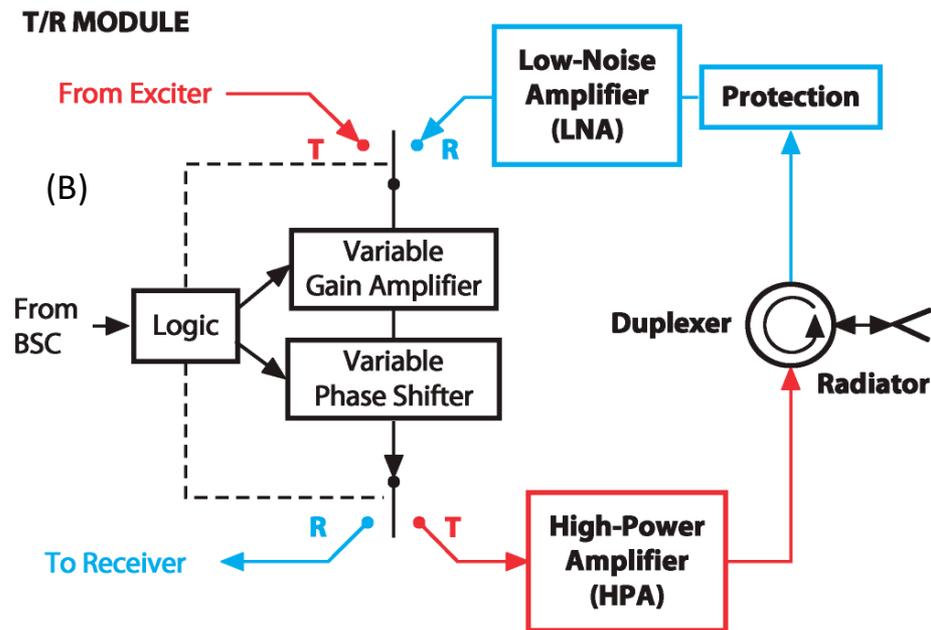
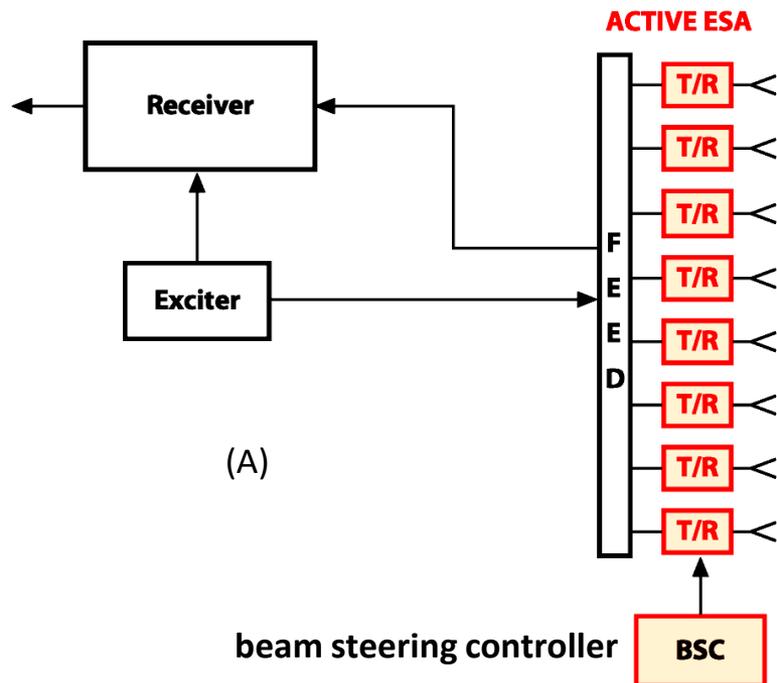
Radar AESA (Active Electronically Steered Array)

Um radar AESA consiste de um *phased-array* com elementos distribuídos em uma superfície planar, conforme mostrado em (A) abaixo para um radar *airborne*. Cada “bolinha branca” no *phased-array* em (A) é um elemento do *array*, que é uma CBSA (*cavity backed spiral antenna* – ver https://en.wikipedia.org/wiki/Spiral_antenna e slide 109 Cap I.5), o que possibilita ampla largura de banda operacional e independência da polarização da onda EM.



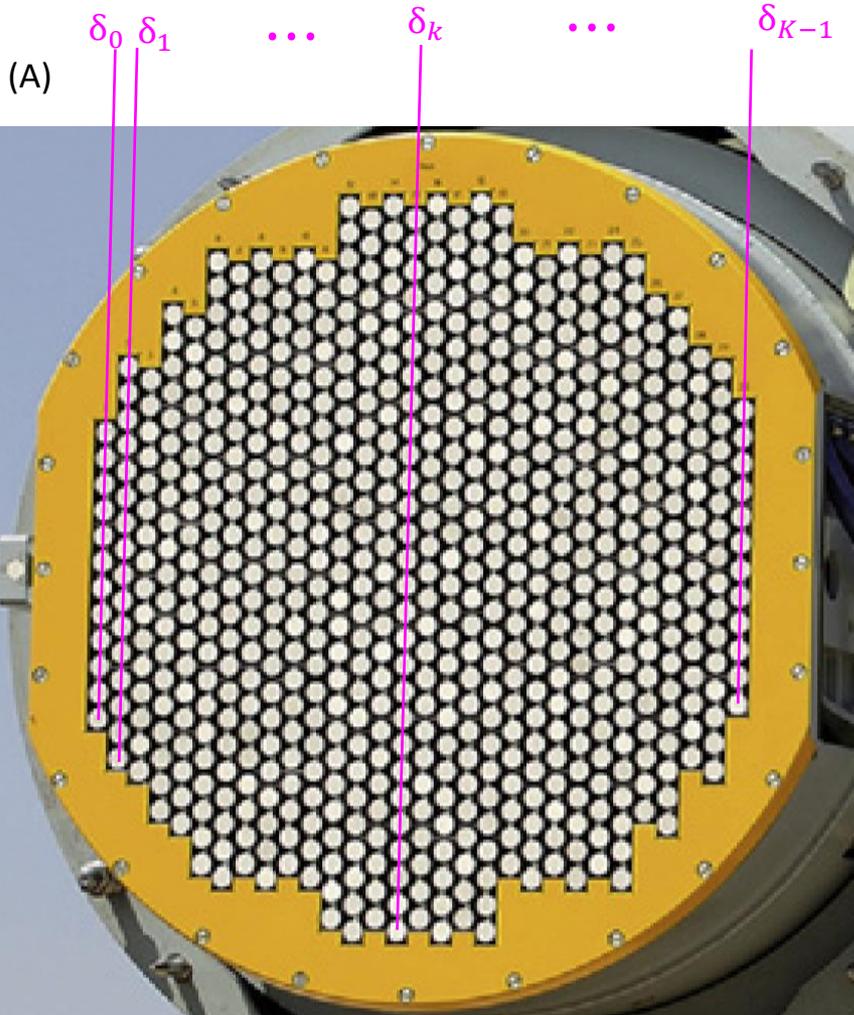
Radar AESA (Active Electronically Steered Array)

Posicionado imediatamente atrás de cada CBSA há um módulo T/R, conforme mostrado em (A) abaixo, que, na transmissão ajusta a amplitude e a fase das correntes em cada CBSA, de modo ao *beamformer* formar o lobo principal do diagrama de radiação, conforme discutimos nos slides 53 e 54 do Cap II.2 e nos slides 119 a 129 do Cap II.3. Alternativamente, o módulo T/R pode ajustar a amplitude e a fase da corrente utilizando amplificador e *phase shifter* analógicos, conforme mostrado em (B). Na recepção, o *beamformer* do módulo T/R combina os respectivos sinais recebido por cada CBSA, formando o lobo principal do diagrama de radiação do *phased-array* conforme discutimos no slide 118 do Cap II.3.



Radar AESA (Active Electronically Steered Array)

Conforme discutimos nos slides 114 a 116 do Cap II.2, para posicionar o lobo principal do diagrama de radiação no ângulo azimutal ϕ_e , basicamente o BSC (*beam steering controller* – ver slide anterior) progressivamente acrescenta às fases $\angle I_k$ das correntes dos CBSA em cada k -ésima coluna marcada em magenta em (A) abaixo o ângulo $\delta_k = -\frac{2\pi}{\lambda}(kd \cos \phi_e)$, onde d é a distância horizontal entre dois CBSA adjacentes no *array*, $k = 0, 1 \dots K - 1$, sendo K o número de colunas na matriz do *array*.



Na realidade, este é apenas o mecanismo básico de posicionamento do lobo principal do *array*. Note que podemos considerar cada coluna da matriz do *array* em (A) como um elemento de um ULA (ver slides 102 a 113 do Cap II.2) com elementos distribuídos horizontalmente. No entanto, as colunas das extremidades são menores que as colunas centrais, de modo que o fato de os elementos do ULA não serem iguais precisa ser compensado no acréscimo progressivo δ_k às fases $\angle I_k$ das correntes dos CBSA na k -ésima coluna.

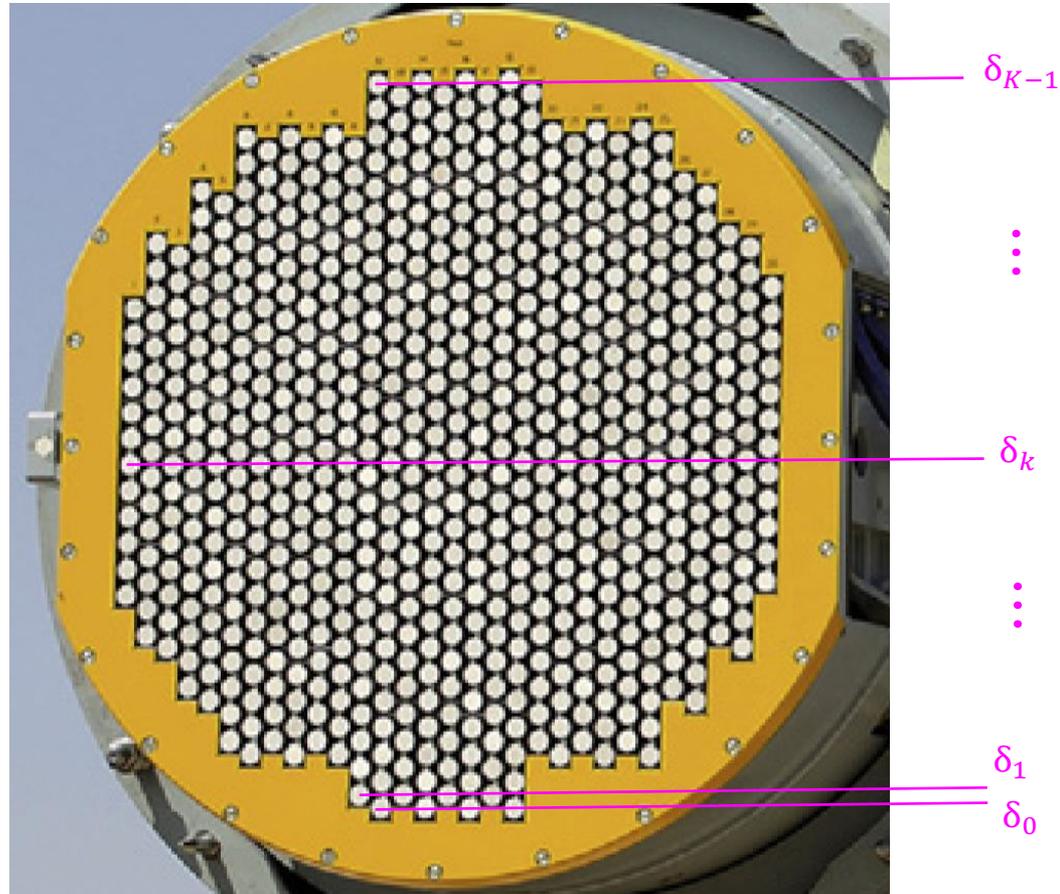
Na prática, o *beamformer* determina adaptativamente os coeficientes complexos $\alpha e^{j\zeta}$ de controle da corrente no respectivo elemento (ver Cap II.3), formando o lobo principal do *array* em uma desejada direção (θ, ϕ) com os menores HPBW θ e HPBW ϕ possíveis para efeito de maximizar a resolução (ver slide 11). Isto é feito para um conjunto significativo de posições angulares (θ, ϕ) do lobo principal usuais na operação do radar, e os respectivos coeficientes $\alpha e^{j\zeta}$ são gravados em uma LUT (*Look Up Table*) para cada (θ, ϕ) . Quando, em um determinado instante, o controlador do *beamformer* recebe comando para posicionar o lobo em uma posição angular (θ_0, ϕ_0) , a LUT é consultada e os coeficientes correspondentes à posições (θ, ϕ) nas vizinhanças de (θ_0, ϕ_0) são interpolados através de um algoritmo para interpolação de pontos em uma superfície (ver, por exemplo, https://en.wikipedia.org/wiki/Spline_interpolation e https://en.wikipedia.org/wiki/Radial_basis_function_interpolation).

Note que para cada coeficiente $\alpha e^{j\zeta}$ é necessário interpolar as superfícies $\text{Re}\{\alpha e^{j\zeta}\} = f(\theta, \phi)$ e $\text{Im}\{\alpha e^{j\zeta}\} = g(\theta, \phi)$, sendo as funções $f(\cdot)$ e $g(\cdot)$ determinadas pelo algoritmo de interpolação.

Radar AESA (Active Electronically Steered Array)

De mesma forma que para uma variação angular no plano do azimute, para posicionar o lobo principal do diagrama de radiação no ângulo θ_e no plano de elevação, basicamente o BSC progressivamente acrescenta às fases $\angle I_k$ das correntes dos CBSA em cada k -ésima linha marcada em magenta em (A) abaixo o ângulo $\delta_k = -\frac{2\pi}{\lambda}(kd \sin \theta_e)$, onde d é a distância vertical entre dois CBSA adjacentes no *array*, $k = 0, 1 \dots K - 1$, sendo K o número de linhas na matriz do *array*.

(A)



Radar AESA (*Active Electronically Steered Array*)

Abaixo e nos dois próximos slides são mostradas fotos do radar AESA “Voronezh”, que é um *early-warning-radar* operando nas faixas de VHF/UHF (ver <https://sputniknews.com/military/201601121033015555-russia-early-warning-radar-network/>).

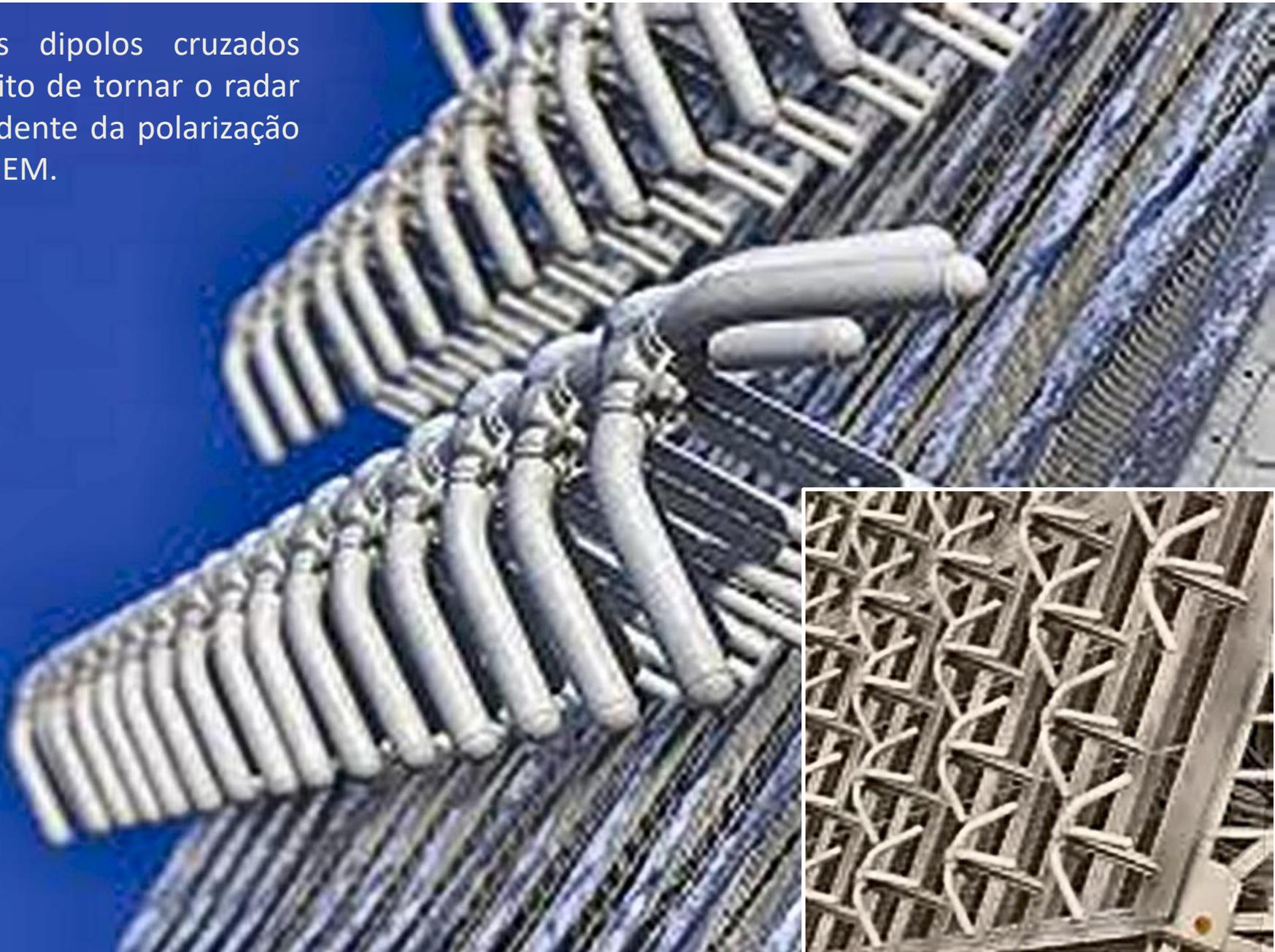


Radar AESA (*Active Electronically Steered Array*)



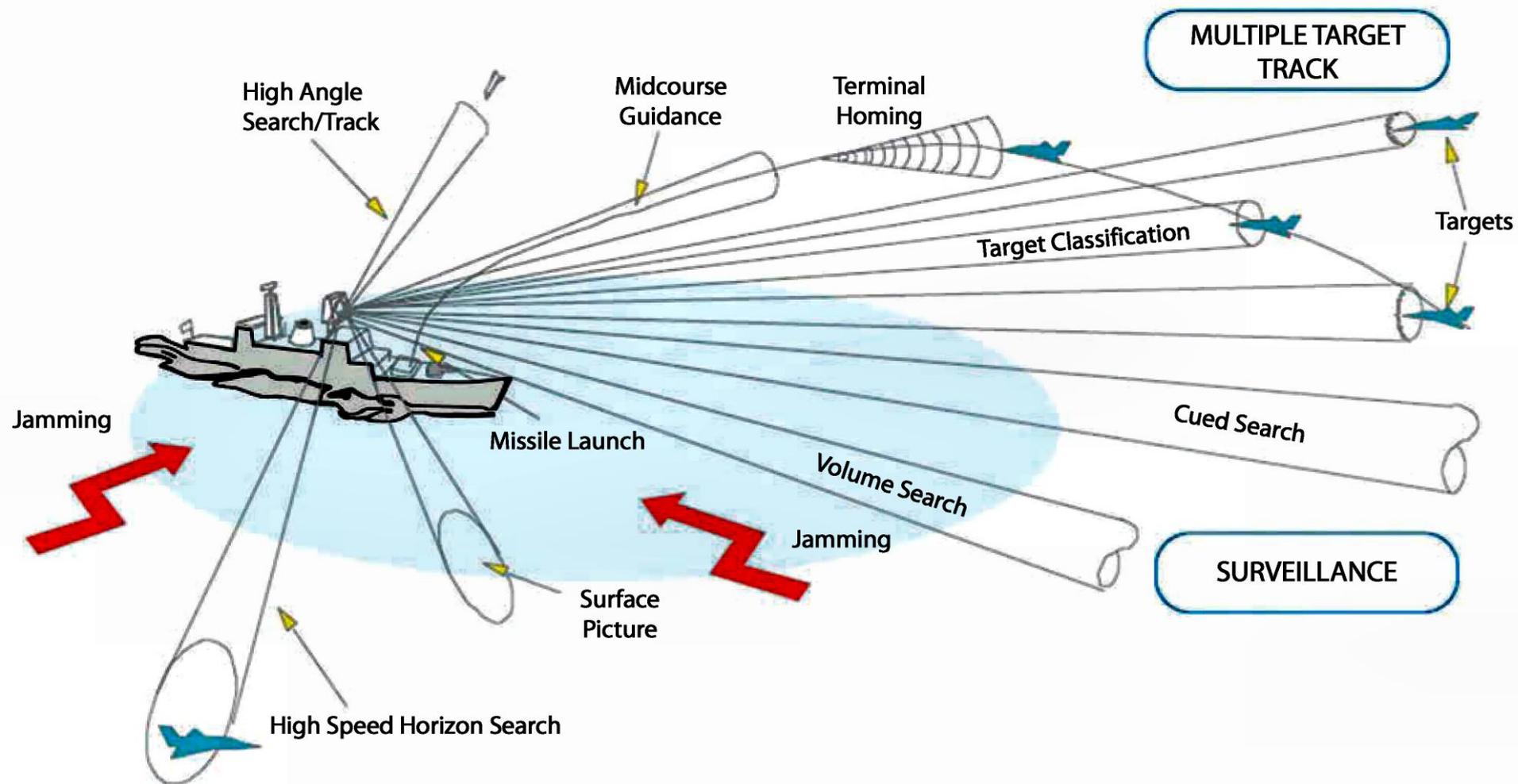
Radar AESA (*Active Electronically Steered Array*)

Note os dipolos cruzados para efeito de tornar o radar independente da polarização da onda EM.

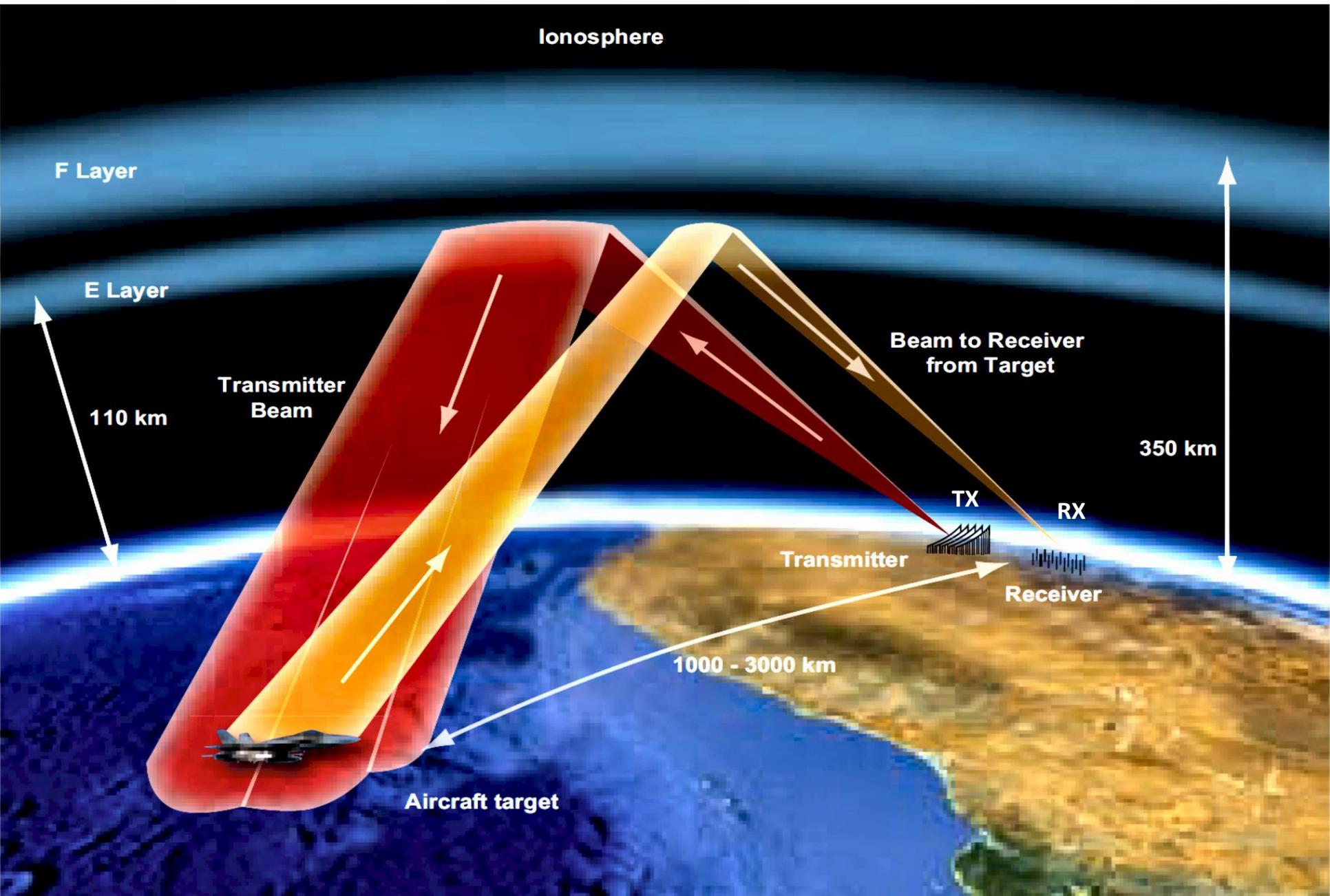


Radar AESA (Active Electronically Steered Array)

Concepção da marinha (USA) com relação à aplicabilidade de um radar AESA multifuncional em um teatro de operações de EW. A grande vantagem do AESA em relação a um *array* com posicionamento mecânico é a rapidez (por não haver inércia mecânica) do posicionamento do(s) lobo(s) do *array*:



Radar OTH (Over The Horizon)



Radar OTH (*Over The Horizon*)

A figura no slide anterior descreve a operação básica de um radar OTH *skywave* (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Over-the-horizon_radar). O lobo principal do *phased-array* (ver Cap II.2) do TX do radar OTH irradia um sinal FMCW (ver Cap I.2) em um segmento da faixa de HF (3-30MHz). O *boresight* do lobo principal é direcionado em azimute por um *beamformer* (ver Cap II.3) para varrer diferentes setores da cobertura do radar OTH. Importante notar que a figura no slide anterior mostra apenas refração/reflexão da onda EM na camada E da ionosfera, no entanto a cobertura de 1000 - 3000Km usual a um radar OTH *skywave* contempla também refração/reflexão nas camadas F1 e F2 da ionosfera, dependendo do grau de ionização resultante da radiação solar (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/PRE%20I.pdf>).

Radares OTH marítimos não utilizam propagação ionosférica, mas sim, propagação *groundwave*, em que a onda EM é irradiada com polarização vertical e, em função disto, acompanha a superfície de alta condutividade da água do mar (<https://www.iacit.com.br/>), propagando-se em distâncias ao longo da curvatura terrestre que vão além da linha do horizonte. O radar OTH *groundwave* é bem mais simples que o radar OTH *skywave*, embora semelhante. Neste estudo daremos enfoque ao radar OTH *skywave*.

Para iluminar diferentes extensões de *range* dentro da cobertura radial do radar OTH através da propagação ionosférica da onda EM irradiada, o lobo principal do *phased-array* apresenta uma larga abertura angular (inicia em aproximadamente 5° até cerca de 45°). Isto favorece a irradiação da onda EM em ângulo raso, e, conseqüentemente, evita a incidência da onda EM perpendicular à ionosfera – quanto mais perpendicular for a incidência da onda EM na ionosfera mais baixa é a frequência que a ionosfera é capaz de refletir/refratar.

A onda EM irradiada pelo *phased-array* na faixa de HF se propaga em linha reta na baixa atmosfera (desprezando a refração troposférica) até que ela incida em um ângulo oblíquo na camada inferior da ionosfera, onde a densidade de elétrons livres começa a ser alta o suficiente para que a refração da onda EM afete a sua direção de propagação (<https://en.wikipedia.org/wiki/Ionosphere>). À medida que a onda EM avança no seu caminho de propagação através da ionosfera ocorre um aumento da densidade de elétrons livres em função da altura em relação ao solo da camada da ionosfera que é atravessada pela onda EM. Ao contrário de uma onda EM com frequência na faixa de microondas, que atravessa a ionosfera em um caminho de propagação que quase não sofre deflexão angular, uma onda EM na faixa de HF (3-30MHz) é recorrentemente refratada de volta em direção à superfície terrestre enquanto se propaga na ionosfera. Esta refração ocorre devido ao aumento progressivo na densidade do elétron livres com a altitude em relação ao solo, que, por sua vez, causa um aumento do índice de refração no meio de propagação ionosférico com a altitude.

Radar OTH (*Over The Horizon*)

Quando a onda EM se propaga no interior da ionosfera a uma altitude entre 100 km e 600 km, a densidade de elétrons pode ser suficientemente alta ao longo da trajetória da onda EM para que a refração se torne reflexão interna total (https://en.wikipedia.org/wiki/Total_internal_reflection). Por este processo, a onda EM refletida se propaga para baixo em um caminho refratado em direção à superfície terrestre, saindo da ionosfera de modo a “iluminar” de cima uma região da superfície terrestre bem como o espaço aéreo acima dela. Este efeito de iluminar de cima uma região é conhecido como *look-down* e é uma das características positivas do radar OTH *skywave*. Note que, devido a altitude em que ocorre a reflexão da onda EM na ionosfera, a região “iluminada” pela onda EM situa-se bem além do horizonte, conforme mostrado no slide 25. De fato, a onda EM refletida na ionosfera “ilumina” a superfície terrestre em um ponto distante milhares de quilômetros do radar OTH. O caminho curvo real que a onda EM percorre através da ionosfera e, portanto, o *range* até o alvo (a aeronave no slide 25) na região que ele “ilumina” na superfície terrestre depende de uma série de fatores críticos, sendo o principal a frequência do sinal (https://en.wikipedia.org/wiki/Critical_frequency). Portanto, na operação de um radar OTH *skywave* é necessário ajustar a frequência do sinal irradiado e a direção do lobo principal do *phased-array* para posicionar seletivamente a região iluminada no *range* e no azimute desejados, de modo que os alvos possam ser buscados em diferentes áreas geográficas.

Quaisquer alvos na superfície terrestre ou aeronaves presentes no volume de vigilância iluminado pelo radar OTH apresentarão um RCS (ver slide 10) que é função do material com que o alvo é constituído, do tamanho e forma do alvo e da posição angular que o alvo se encontra em relação ao vetor de polarização da onda EM que o ilumina (ver slide 3 do Cap II.6). Basicamente, conforme já discutimos, o RCS do alvo determina o quanto da potência da onda EM nele incidente será por ele interceptada e re-irradiada de volta através da ionosfera na direção do *phased-array* conectado ao RX do radar OTH. Alvos de tamanho pequeno e/ou constituídos de material de baixa reflexividade à onda EM incidente retornam um eco de baixíssima intensidade.

O RX recebe o eco do alvo com inteligibilidade degradada pela superposição de sinais de *clutter*. O sinais de *clutter* incluem ecos indesejados resultante da reflexão da onda EM no terreno ou em superfícies líquidas, ecos da reflexão da onda EM em trilhas ionizadas na atmosfera resultante de meteoros e ecos resultantes da reflexão da onda EM em irregularidades ionosféricas. Também contribuem para a degradação da inteligibilidade do sinal de eco do alvo sinais que se originam de outros usuários da banda de HF, que são eventualmente recebidos como interferência. Simultaneamente, o RX de um radar OTH inevitavelmente recebe ruído de HF de fontes atmosféricas e galácticas, denominado de *background noise*, cuja potência é muito maior do que o ruído térmico gerado pela figura de ruído do *front-end* analógico do RX do radar OTH (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/SLAA652.pdf>).

Área de cobertura

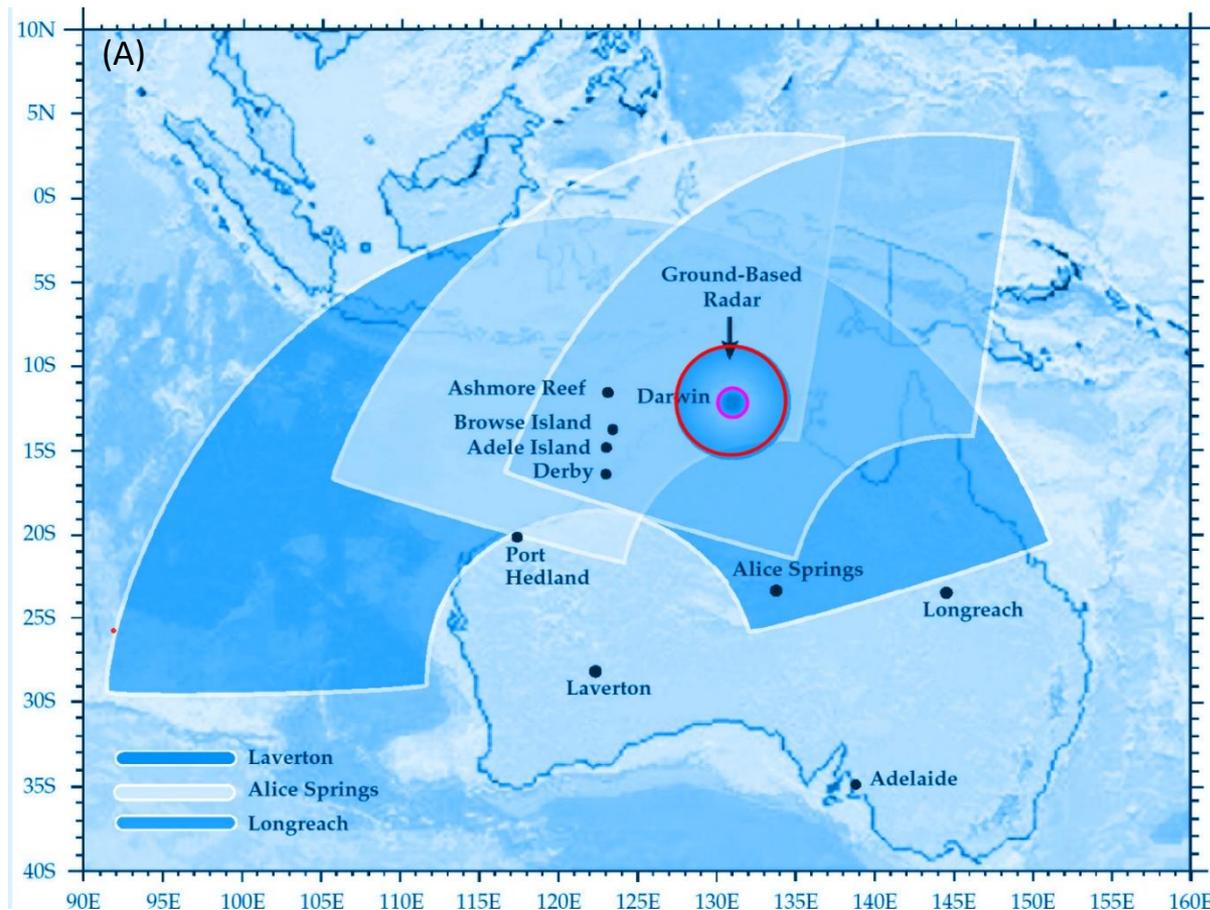
Em particular, ecos de *clutters* de tamanho e reflexividade significativos (<http://www.fccdecastro.com.br/pdf/ANORCS.pdf>) podem se superpor a ecos de alvos cuja intensidade é fraca e que não podem ser distinguidos diretamente dos dados brutos adquiridos pelo sistema do RX do radar OTH. Por esta razão, técnicas de DSP são aplicadas aos dados brutos de modo viabilizar a detecção de ecos de alvos com pequena RCS ou que estejam muito distantes. Entre as várias etapas de processamento de sinal, o processamento Doppler, similarmente ao que discutimos nos slides 6 a 9, é essencial para discriminar os ecos de alvos móveis dos ecos de *clutters* (ver também seções 2.3.3.1 e 2.3.3.2 de <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/OTHRSS.pdf>). Além de detectar a presença de alvos dentro do volume de vigilância, o processamento também é aplicado para localizar e rastrear a posição dos alvos ao longo do tempo. Ao final do processo, o display do radar OTH mostra então a trajetória dos alvos superpostos a um mapa com a descrição geográfica do volume de vigilância.

A cobertura potencial geral de um sistema de radar OTH *skywave* nominalmente se estende em um *range* entre 1000 e 3000 km e, dependendo do tipo de *phased-array* adotado, pode abranger um arco de 60, 90, 180 ou 360 graus em azimute. A cobertura do *range* de um radar OTH é uma ordem de magnitude maior do que a de um sistema de radar LOS (https://en.wikipedia.org/wiki/Line-of-sight_propagation) operando no solo (*ground based*) para o caso de alvos de grande altitude na troposfera. Para o caso de aeronaves voando em baixa altitude e embarcações de superfície, o aumento relativo no *range* de detecção em relação a um radar de microondas *ground based* convencional chega a ser quase duas ordens de magnitude. Isso ocorre porque a geometria *look-down* de um radar OTH ilumina de cima todo e qualquer alvo com RCS detectável em todas as altitudes abaixo da ionosfera, característica inexistente em um radar de microondas *ground based*.

Uma propriedade da propagação da onda EM na faixa de HF é que, como o comprimento de onda é relativamente longo (100m em 3MHz), a onda EM tende a se difratar ao redor de obstáculos de tamanho similar ao comprimento de onda (<https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/propagation-overview/radio-em-wave-diffraction.php>). Esta característica de difração juntamente com a geometria *look-down* da onda EM, que incide de cima no volume de vigilância, reduz amplamente regiões de sombra na área de cobertura. Desta maneira, alvos de facções inimigas não podem explorar características topográficas, como montanhas ou vales, para evitar deliberadamente a iluminação na tentativa de se ocultar à detecção do radar OTH. Além disso, os comprimentos de onda relativamente longos usados por um radar OTH minimizam os efeitos meteorológicos frequentemente experimentados por sistemas de radar de microondas. Por exemplo, a atenuação do sinal e o *clutter* devido à precipitação (chuva, neve, granizo, etc...) que ocorre em microondas não são um problema na banda de HF. Estritamente falando, o desempenho do radar OTH não é totalmente independente do clima, já que tempestades podem aumentar significativamente o nível de ruído devido às descargas atmosféricas bem como aumentar o tamanho as ondas em alto mar, de modo às ondas refletirem a onda EM incidente e afetar a detecção de alvos lentos contra o *clutter* da superfície.

Área de cobertura

A área total de cobertura potencial de um único radar OTH é de cerca de 6 a 12 milhões de quilômetros quadrados. Por exemplo, em (A) abaixo é mostrada a cobertura da rede Jindalee de 3 radares OTH *skywave* na Austrália (<https://www.dst.defence.gov.au/innovation/jindalee-operational-radar-network>). O círculo **vermelho** mostra a comparativamente diminuta cobertura de um radar *ground-based* de microondas para alvos aéreos em altitudes de cruzeiro de companhias aéreas comerciais, enquanto o círculo interno menor em **magenta** refere-se à cobertura de alvos de superfície e de baixa altitude. No entanto, note que um radar OTH não pode monitorar toda a cobertura simultaneamente porque, em função da variação drástica nas condições operacionais de região para região, uma série de ações para configuração do radar devem ser efetuadas para cada região de vigilância dentro da área de cobertura.

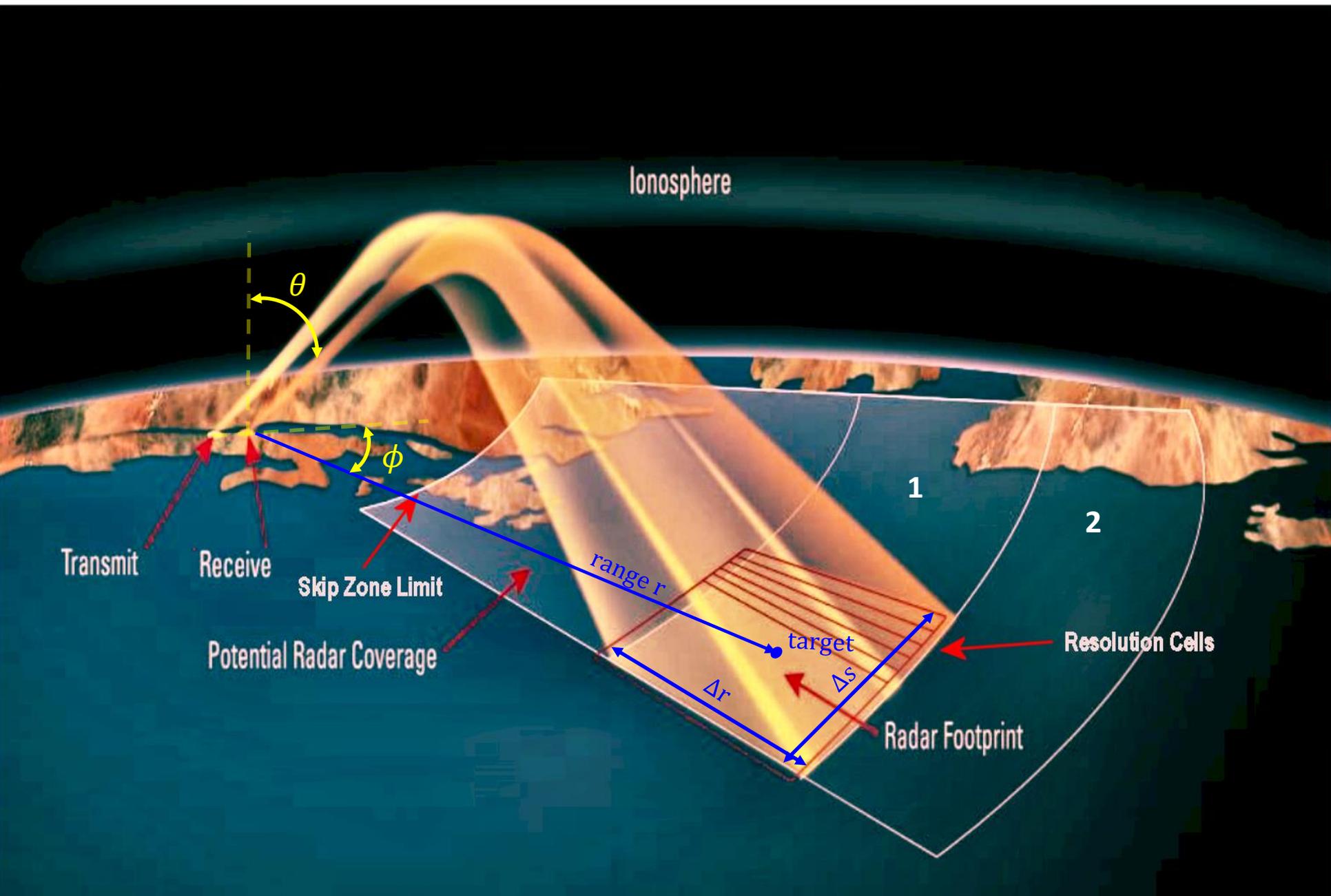


Área de cobertura

Dependendo do tipo de missão e classe do alvo (que afeta a demanda sobre os recursos do sistema do radar OTH), um radar OTH pode detectar e rastrear alvos em tempo real em áreas que variam de algumas dezenas de milhares até talvez mais de um milhão de quilômetros quadrados. Embora o custo de implantação de um radar OTH seja consideravelmente mais alto do que um radar LOS convencional, ele provê vigilância de superfície e espaço aéreo excepcionalmente econômica por unidade de área e volume, respectivamente. A principal vantagem do radar OTH, no entanto, reside na capacidade de prover alerta antecipado e vigilância em amplas áreas geográficas onde não é possível ou conveniente obter cobertura persistente por meio da implantação de estações de radar de microondas ou de outros sensores LOS.

A figura no próximo slide exemplifica a área de cobertura geral de um radar OTH. Note que dentro da área de cobertura “Potential Radar Coverage” há uma região de vigilância menor denominada *radar footprint*, cuja superfície é totalmente iluminada para uma determinada frequência f_0 da onda EM irradiada pelo *phased-array* e para uma determinada direção ϕ do azimute de seu lobo principal. As correntes em cada elemento do *phased-array* são controladas por um *beamformer* (ver Cap II.3) para efeito de dirigir o azimute do lobo principal do *array* de modo ao *footprint* varrer diferentes setores da cobertura do radar OTH. Usualmente o *phased-array* é construído com poucos elementos na direção radial de modo que o ângulo de elevação $90^\circ - \theta$ do seu lobo principal é pouco ou nada ajustável – ver <https://fas.org/nuke/guide/usa/airdef/an-fps-118.htm> , <https://fas.org/nuke/guide/usa/airdef/an-tps-71.htm> e discussão no slide 33 do Cap II.6.

O tamanho radial Δr do *footprint* é determinado pela abertura angular no plano de elevação do lobo principal do *phased-array* do TX, pelo *range* e pelas condições de refração/reflexão na ionosfera (ver próximo slide). Importante manter em mente que a ionosfera é dinâmica – a densidade de elétrons e portanto o índice de refração varia de acordo com a posição do sol ao longo de seu ciclo diário e de acordo com as condições diárias e sazonais do vento solar (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/SWMIEPE.pdf>). Já o tamanho Δs do *footprint* (ver próximo slide) é basicamente determinado pelo produto do *range* pela abertura angular no plano de azimute do lobo principal do *phased-array* do TX.



Área de cobertura

Note que a totalidade da área de cobertura não pode ser iluminada de uma vez só. É necessário iluminar uma região de vigilância por vez, direcionando sequencialmente o *footprint* do radar para diferentes locais dentro da cobertura geral. O *phased-array* do TX do radar permanece iluminando cada região de vigilância durante um intervalo de tempo suficiente para que o processamento Doppler seja efetuado (ver discussão nos slides 6 a 9) e a seguir move o *footprint* para a próxima posição na sequência determinada pela programação feita pelo operador. Note na figura no slide anterior que para mover o *footprint* da região 1 para a região 2 de maior distância radial (maior *range*) é necessário aumentar a frequência da onda EM irradiada pelo *phased-array* de modo que a reflexão interna total ocorra a uma maior altitude na ionosfera e a onda EM refletida ilumine a superfície terrestre a uma distância radial maior (o *phased-array* é usualmente construído com poucos elementos na direção radial de modo que o ângulo de elevação do seu lobo principal é pouco ou nada ajustável, o que inviabiliza o ajuste do *range* através do ângulo de elevação do lobo principal).

Tipicamente, um radar OTH monitora sequencialmente uma série de regiões de vigilância ativa que cobrem áreas geográficas de interesse em um determinado momento. O radar permanece iluminando uma região de vigilância por um tempo denominado ***dwell time*** para coletar dados e efetuar o processamento Doppler para aquela região particular e então repete o processo para as outras regiões de vigilância ativas. Desta forma, um radar OTH revisita cada uma das regiões de vigilância ativa em uma sequência programada. Porque o processamento Doppler é efetuado durante o *dwell time* este último é também denominado ***coherent processing interval (CPI)***. O tamanho de cada região de vigilância é efetivamente delimitado pelas dimensões do *footprint* do radar. Para enfatizar que uma região de vigilância é iluminada durante o *dwell time* do radar, ela é comumente referida como ***dwell illumination region (DIR)***. A ordem em que os diferentes DIRs são visitados pelo radar OTH é chamada de sequência de varredura ou política de varredura. A área coberta pelo conjunto de DIRs programados na sequência de varredura pode ser interpretada como a cobertura total em tempo real para detecção e rastreamento de alvos.

Características do sistema

Enquanto a maioria dos radares de microondas convencionais são sistemas *monostatic* (ver <https://www.electronicsovers.com/2017/05/difference-between-monostatic-radar.html>) que adotam ondas EM pulsadas, boa parte dos sistemas de radar OTH *skywave* usam ondas EM contínuas em uma arquitetura *bistatic* (https://en.wikipedia.org/wiki/Bistatic_radar) em que TX e RX são geograficamente separados para efeito de isolamento do RX do sinal do TX.

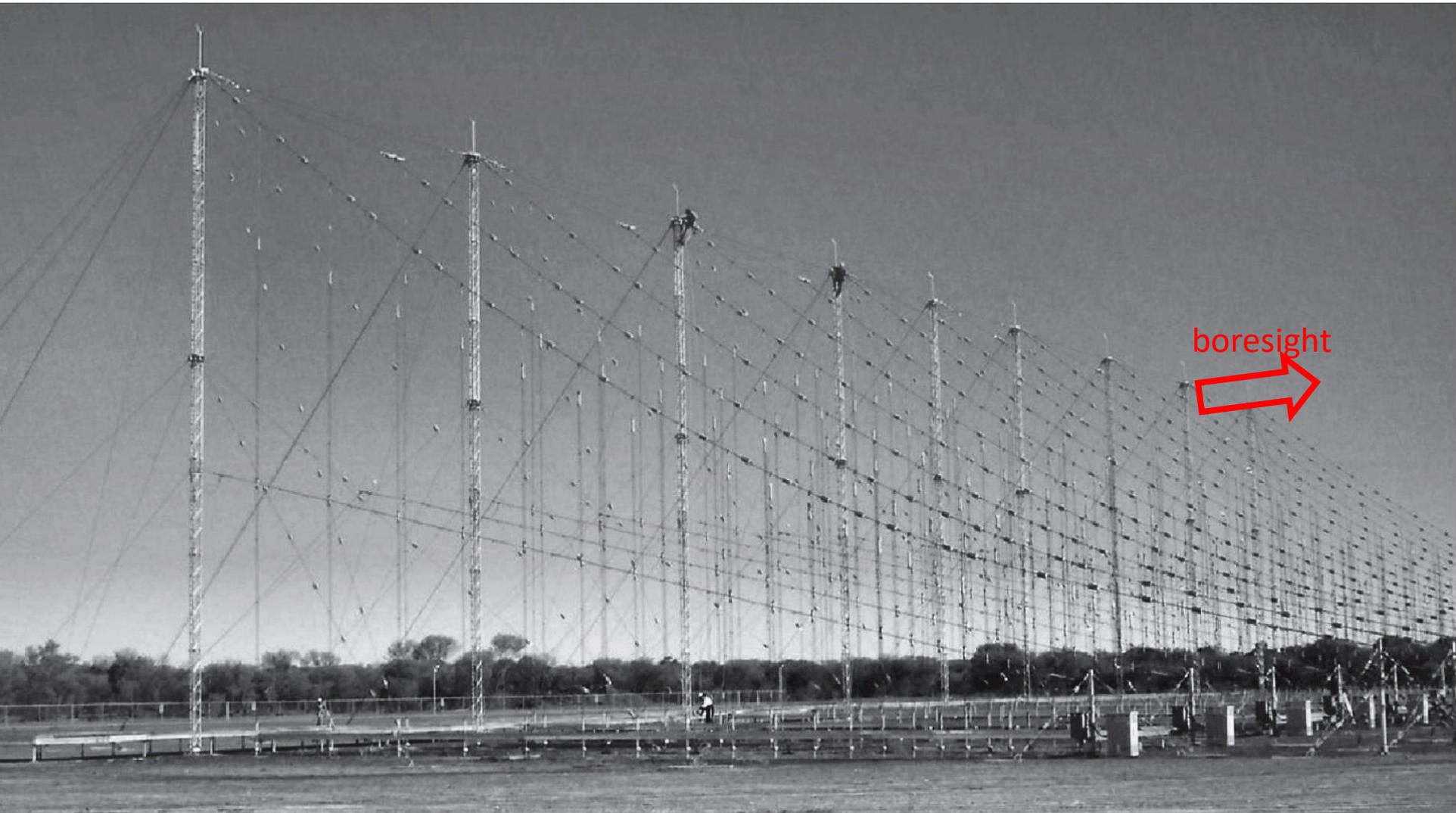
A configuração *bistatic* tem origem no veterano radar OTH conhecido como *Wide Aperture Research Facility* (WARF), construído na Califórnia central por pesquisadores e alunos da Universidade de Stanford em 1967 antes de se tornar uma instalação do *Stanford Research Institute* (SRI - <https://www.sri.com/hoi/over-the-horizon-radar/>). WARF foi o primeiro sistema de radar OTH a demonstrar de forma convincente a operação em forma de onda contínua com base em uma arquitetura *bistatic*.

Outro legado do WARF, adotado em muitos radares OTH atuais, é a adoção no RX de um longo (~3Km) *phased-array* ULA (ver slides 102 a 113 do Cap II.2) com centenas de elementos, cada elemento constituído de um par de monopolos polarizados verticalmente, denominado *Twin-Whip Endfire Receiving Pair* - TWERP, conforme mostrado em (A). No entanto, para evitar o problema de o ângulo de elevação do lobo principal do ULA com TWERPs ser pouco ou nada ajustável, sistemas *monostatic* com *phased-array* em formato de “Y” e de elementos constituídos por monopolos bicônicos começam a ter alguma preferência. (ver, por exemplo, <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/OTH-NOSTRADAMUS.pdf>).

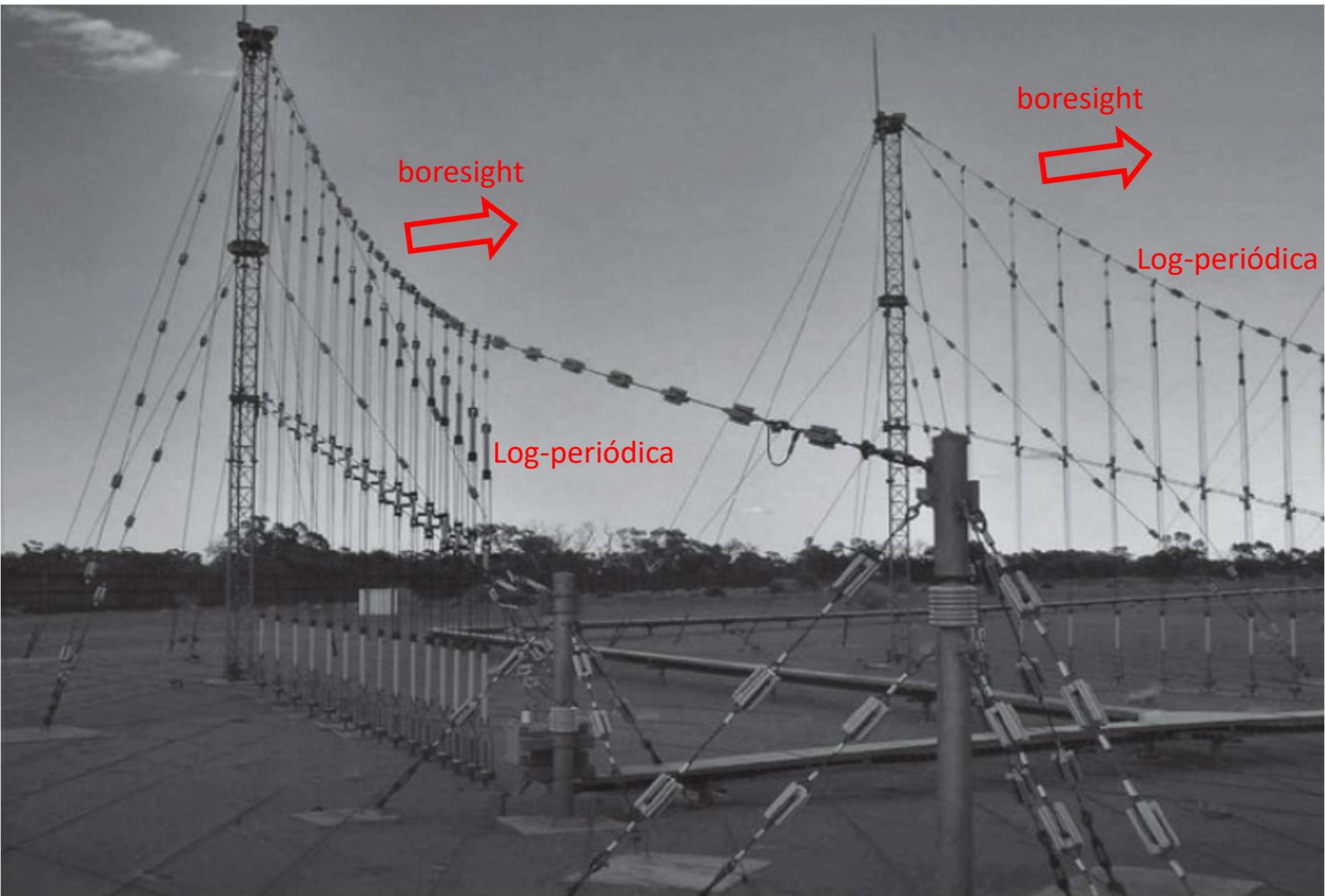


Características do sistema

A figura abaixo mostra o *phased-array* que irradia o sinal do TX do radar OTH Jindalee localizado cerca de 100 km a nordeste de Alice Springs, na Austrália central. O *phased-array* é um ULA com 16 (*high band*) e 8 (*low band*) elementos, distribuídos ao longo de 150 metros, cada elemento sendo uma antena log-periódica (https://en.wikipedia.org/wiki/Log-periodic_antenna) posicionada de modo a gerar polarização vertical. O próximo slide mostra em detalhe dois elementos adjacentes no *phased-array* do TX.



Características do sistema



Características do sistema

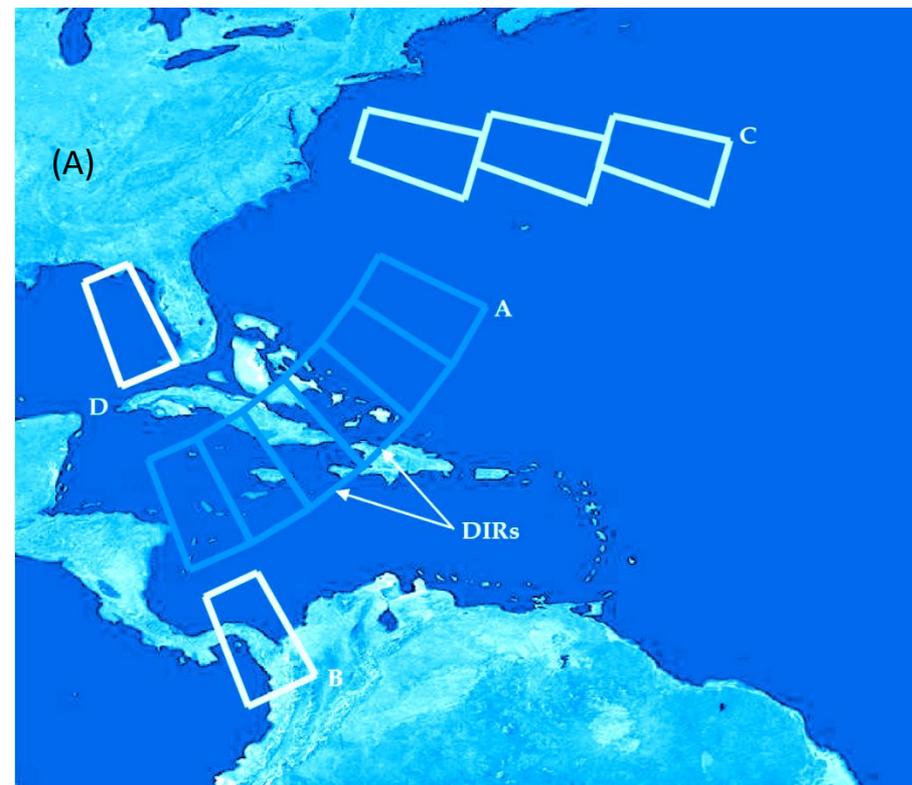
A antena de um radar de microondas *ground based* convencional têm uma dimensão da ordem de alguns metros, seja uma antena refletora, seja um *phased-array*, o que possibilita que tais sistemas sejam instalados em várias plataformas. Por outro lado, o *phased-array* de um radar OTH pode ter seu *array* RX de um tamanho de 2–3 km de comprimento e pode ter seu *array* TX de um tamanho de 100–150 m de comprimento. Radares OTH requerem, portanto, áreas muito grandes de espaço plano e aberto em um local com baixo nível de interferência eletromagnética.

Além dessas diferenças arquitetônicas, há outro aspecto importante que distingue o radar OTH de sua contraparte de microondas. Especificamente, um sistema de radar OTH demanda uma rede dedicada de sensores auxiliares geograficamente distribuídos, denominada **Frequency Management System** (FMS), que monitora o estado predominante da ionosfera (ver <https://en.wikipedia.org/wiki/Ionosonde> , <http://www2.inpe.br/climaespacial/portal/ionosondes-about/> e <https://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/ionospheric/ionosonde-ionogram.php>). Isto é necessário porque a ionosfera é dinâmica, e suas condições de refração/reflexão variam com: (1) a frequência da onda EM que nela se propaga, (2) a posição do sol ao longo de seu ciclo diário, (3) a latitude e longitude do volume de vigilância iluminado pelo *footprint* do radar OTH, (4) as condições horárias, diárias e sazonais do vento solar (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/SWMIEPE.pdf>). Em <https://www.youtube.com/watch?v=dIjTa-nX3N4> é mostrado o vídeo da magnitude do espectro do sinal irradiado por um radar OTH na faixa 21.060 [MHz] a 21.080 [MHz] e recebido por um RX SDR (<https://www.sdrplay.com/>). A largura de banda B do sinal do radar OTH é, portanto, $21.080 - 21.060$ [MHz] = 20 [KHz]. O zumbido de 50 [Hz] audível no vídeo é o *PRF* do *waveform* FMCW, de *duty cycle* 100%, que é demodulado pelo RX SDR. Note que a curva da magnitude do espectro é recorrentemente atenuada e distorcida de diversas formas pela ionosfera no transcorrer de minutos (idealmente a curva deve ser plana na banda B , ou seja, o topo do espectro deve ser uma “caixa quadrada”). Em particular, note no vídeo de 40:00 a 40:20 minutos o efeito do multipercurso, originado pela reflexão da onda EM em algum ponto de sua trajetória de propagação (possivelmente na ionosfera), e que causa interferência destrutiva em frequências igualmente espaçadas no espectro, conforme se observa pelos *notches* na curva de magnitude do espectro (ver discussão nos slides 29 a 33 de https://www.fccdecastro.com.br/pdf/SCD1_Capl.pdf).

O FMS provê aos gerentes e operadores do radar OTH aconselhamento em tempo real sobre as condições de propagação específicas para cada volume de vigilância a ser iluminado (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/EPSTOHR.pdf>). Além disso, o FMS monitora continuamente a ocupação espectral na banda de HF para evitar interferência do radar OTH nos sinais do grande número de usuários na banda de HF, e vice-versa. Após o processamento Doppler, muitas vezes o eco do alvo é livre de interferências de ecos de *clutter*, mas o ruído residual pode impedir a detecção. Por isto, o FMS monitora a relação sinal-ruído (SNR) em cada volume de vigilância para efeito de avaliação da confiabilidade da detecção ou não-deteção de alvos rápidos e de tamanho pequeno (como um caça militar, por exemplo), cuja detecção é afetada mais pelo ruído residual do que pelo *clutter*.

Características do sistema

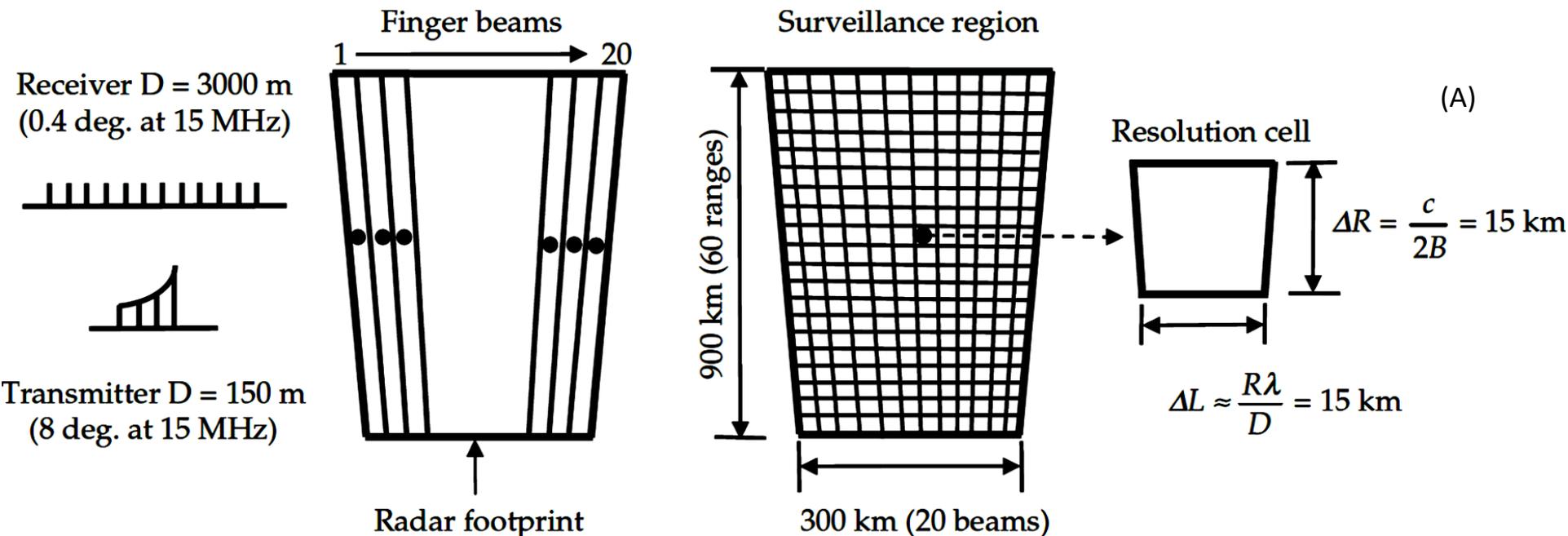
O canal ionosférico também impõe modulações temporais na onda EM em escalas de tempo de frações de segundo que distorcem a amplitude e a estrutura de fase do eco dentro do intervalo de processamento coerente durante o *dwelt time*. Esse fenômeno impõe deslocamento e espalhamento na frequência do desvio Doppler dos ecos de sinal de HF retornados, alterando seu espectro. Portanto, a pureza do espectro Doppler em uma frequência f_{op} de operação do radar OTH é um critério crucial para a avaliação da viabilidade do canal ionosférico em f_{op} para a detecção de alvos em movimento lento, onde os sinais dos ecos de alvos precisam ser detectados contra ecos de *clutter* ao invés de serem detectados contra o *background noise*. Em condições favoráveis, é possível para um radar OTH detectar o casco de aço de um navio transatlântico.



Embora um radar OTH precise operar na maior parte do espectro de HF em resposta às mudanças dinâmicas nas condições de propagação ionosférica, as formas de onda irradiadas têm uma largura de banda relativamente pequena e ocupam bandas estreitas do espectro de HF durante o *dwelt time*. Muitos sistemas de radar OTH *bistatic* adotam *waveform* FMCW (ver slides 36 a 44 do Cap I.2) ou uma variante da mesma, cujo espectro é estreito em consequência da *waveform* ser contínua e não pulsada. Isto minimiza o nível de emissões fora de banda, facilitando a alocação de frequência pelo FMS. O sinal do TX do radar OTH ilumina cada região de vigilância (DIR – ver (A) ao lado) ao longo do CPI (*coherent processing interval* – ver slide 32), durante o qual uma série de “pulsos” FMCW são emitidos e os ecos são recebidos e processados (“pulsos” entre aspas porque o *waveform* FMCW é contínuo, mas pode ser considerado no limite como um pulso com *duty cycle* 100%). Para detecção de aeronaves o CPI típico é de 1 a 4 segundos, enquanto que para detecção de navios o CPI é de 10 a 40 segundos.

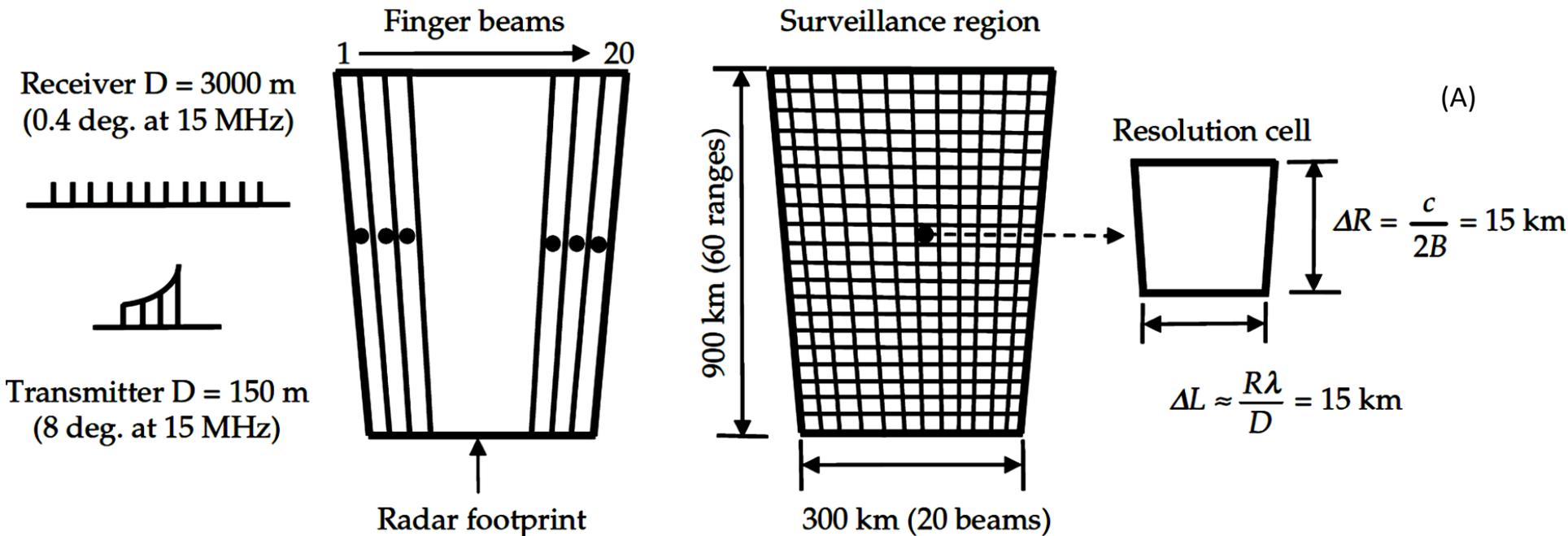
Resolução e precisão

A DIR é composta de muitas *resolution cells* que formam a grade da região de vigilância em *range* e azimuth, conforme mostrado em (A) abaixo. A resolução de *range* é dada por $\Delta R = c/2B$, onde B é a largura de banda do sinal de radar (ver discussão sobre *range resolution* no slide 22 do Cap I.2, lembrando que a largura de “pulso” é dada por $PW = 1/B$). No espectro de HF, a largura de banda B que pode ser efetivamente empregada para a operação do radar OTH é limitada principalmente pelo congestionamento dos usuários da faixa de HF, que restringe a disponibilidade de canais viáveis a larguras de banda B relativamente pequenas, geralmente não muito maiores do que 5-10 kHz à noite e 20-30 kHz durante o dia. Uma limitação adicional decorre da dispersão de frequência na ionosfera, que raramente suporta a propagação de ondas EM moduladas com largura de banda de sinal superior a cerca de 100 kHz. Em consequência de todas estas contingências, na prática os radares OTH são forçados a usar larguras de banda estreitas da ordem de 5–50 kHz. A resolução de *range* ΔR de um radar OTH pode, portanto, variar entre 3 e 30 km. Isso é tipicamente 1000 vezes menor que a resolução de *range* de um radar de microondas convencional. A resolução em azimuth $\Delta\phi$ varia inversamente com o comprimento D do *phased-array* do RX, medida em comprimentos de onda $\lambda = c/f$, sendo f a frequência de operação. Para um ULA de comprimento D , com o lobo principal posicionado em azimuth pelo *beamformer* na faixa $45^\circ < \phi < 135^\circ$ para não comprometer o HPBW (ver discussão no slide 48 do Cap II.6), a resolução pode ser aproximada por $\Delta\phi = \lambda/D$ [rad].



Resolução e precisão

Por exemplo, no centro da faixa de HF, i.e., para $f = 15$ [MHz], um ULA RX com um comprimento $D = 3$ [km] resulta em uma resolução $\Delta\phi = \lambda/D = 6.662 \times 10^{-3}$ [rad] = 0.382° . Para um *range* $R = 2000$ [Km], esta resolução de azimute $\Delta\phi = 0.382^\circ$ resulta em um *cross-range resolution* $\Delta L = R \Delta\phi = 13.3$ [Km] ≈ 15 [Km], que, para $B = 10$ [KHz], é equivalente ao *range resolution* $\Delta R = c/2B = 14.99$ [Km] (ver discussão sobre *range resolution* no slide 22 do Cap I.2 e no slide 71 do Cap I.3). Estas dimensões $\Delta L \times \Delta R = 15$ [Km] \times 15 [Km] definem o tamanho do *resolution cell* mostrado em (A) abaixo). Note que as células não são exatamente quadradas. No exemplo mostrado em (A) a DIR tem 900 [km] de comprimento (60 *resolution cells*) e 300 km de largura (20 *resolution cells*), o que resulta em um total de 1200 *resolution cells*. A totalidade destas 1200 células são varridas pelo menos uma vez durante o CPI (*coherent processing interval* – ver slide 32).



Resolução e precisão

Uma vez sendo detectado um alvo em uma *resolution cell* na coordenada (*range R*, azimute ϕ), a localização requer a conversão das coordenadas (R, ϕ) do radar para a posição geográfica (latitude, longitude). Esta transformação está longe de ser direta no radar OTH devido à incerteza da trajetória de propagação da onda EM na ionosfera. As informações da trajetória de propagação em tempo real são fornecidas pela rede de ionosondas do *Frequency Management System* (FMS), conforme discutimos no slide 36. Alternativamente, as trajetórias podem ser determinadas através de técnicas de *ray tracing* (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/EPSOTHR.pdf>). Seja qual for o método, o resultado do processo de *coordinate registration* são tabelas que mapeiam (*range R*, azimute ϕ) em (latitude, longitude).

Com relação à precisão (*accuracy*) de um radar OTH, o termo se refere a quão próximo um alvo detectado está localizado em relação à sua verdadeira posição em coordenadas geográficas. A *accuracy* fica em torno de 5 km quando o eco do alvo é registrado em relação a um eco identificável de um ponto de referência conhecido (KRP – *Known Reference Point*) nas proximidades do alvo. Note que o eco do KRP precisa ser recebido simultaneamente com o eco do alvo para minimizar as incertezas. Na ausência de um KRP, o erro absoluto do *range* pode ser em torno de 10–20 km quando as informações da trajetória de propagação da onda EM em tempo real são de boa qualidade. Erros de ângulo são normalmente menores que 0.5° , mas podem exceder 1° em condições adversas, particularmente devido à presença de anomalias transitórias no estado de ionização da ionosfera.

A capacidade de vigilância de um radar OTH evidentemente vem às custas de uma resolução espacial menor e uma menor precisão na localização de alvo em relação a um radar de microondas convencional. Embora os radares OTH não sejam capazes de fornecer informações precisas sobre a posição do alvo, sua precisão é geralmente alta o suficiente para eficazmente dar uma primeira indicação da localização do alvo aos demais sensores LOS, entre eles o radar de microondas convencional. Isso enfatiza o potencial para o uso coordenado com sensores complementares em um sistema de vigilância integrado que provavelmente produzirá resultados mais eficazes (e uso mais eficiente de recursos) do que um sistema que depende do uso de apenas um tipo de sensor. As características nominais e capacidades de um hipotético radar OTH *skywave* que é representativo dos sistemas atualmente operacionais são resumidas nas tabelas dos próximos slides.

Características típicas

Characteristic	Nominal Values	General Remark
Operating Frequency	3–30 MHz	Higher during the day (e.g., 15–25 MHz), and lower at night (e.g., 7–12 MHz)
Wavelengths	10–100 m	Comparable to dimensions of man-made targets (e.g., aircraft and ships)
Surface Coverage	6–12 million km ²	Simultaneous coverage area in a single surveillance region (DIR) ~ 200,000 km ²
<i>Ionosphere</i>		
Height Region	100–600 km	Requires real-time and site-specific monitoring using a dedicated network of ionosondes
Number of Modes	1–4	Dominant modes typically resolved by the radar for a single target
Frequency Agility	5:1	Needed to scan the DIR within the range coverage as ionospheric conditions change
<i>Range Coverage</i>		
Minimum Range	500–1000 km	Determined by the size of the skip-zone at the lowest OTH radar design frequency
Maximum Range	3000–4000 km	For one-hop paths and high transmit/receive antenna gains at low elevation angles
DIR Range Depth	500–1000 km	Depends on both ionospheric propagation conditions and operating frequency

Características típicas

Characteristic	Nominal Values	General Remark
<i>Azimuth Coverage</i>		
Linear Aperture	60–90 deg.	Electronic beam steering is used to scan TX and RX array in azimuth (cone angle)
2D Aperture	180–360 deg.	Depends on element design and array geometry (e.g., L-shaped, Y-shaped)
DIR Cross-Range	200–500 km	Determined by main-lobe width of transmit beam and range of surveillance region
<i>Transmit</i>		
Aperture Size	100–150 m	Broad transmit beam increases simultaneous coverage in a DIR at expense of lower SNR
Azimuth Beamwidth	8–12 deg.	Requires a low number of transmit beams to span the entire arc of coverage
Elevation Beamwidth	~40 deg.	Needed to provide skywave illumination at different ranges within the radar coverage
Antenna Gain	15–25 dB	Traded off against coverage rate or region revisit time for target tracking
Average Power	200–600 kW	Detection and tracking of fast-moving and low-RCS targets against noise
<i>Receive</i>		
Aperture Size	2–3 km	Wide receive apertures improve radar sensitivity against noise and clutter
Azimuth Beamwidth	0.2–2.0 deg.	Computed for 3-km-long linear aperture over the HF band (Rayleigh resolution limit)
Antenna Gain	25–35 dB	Depends on antenna element gain at the operating frequency and array factor
<i>Waveform</i>		
Bandwidth	5–50 kHz	Often limited by user-congestion in the HF band (observed at the radar site)
CIT	1–40 s	Air (1–4 s), surface (10–40 s), limited by coverage rate and frequency-stability of path
PRF	2–60 Hz	Air (20–60 Hz), surface (2–8 Hz), trades off range and Doppler ambiguities
Duty Cycle	100%	Two-site (quasi-monostatic) systems typically based on LFMCW operation

Características típicas

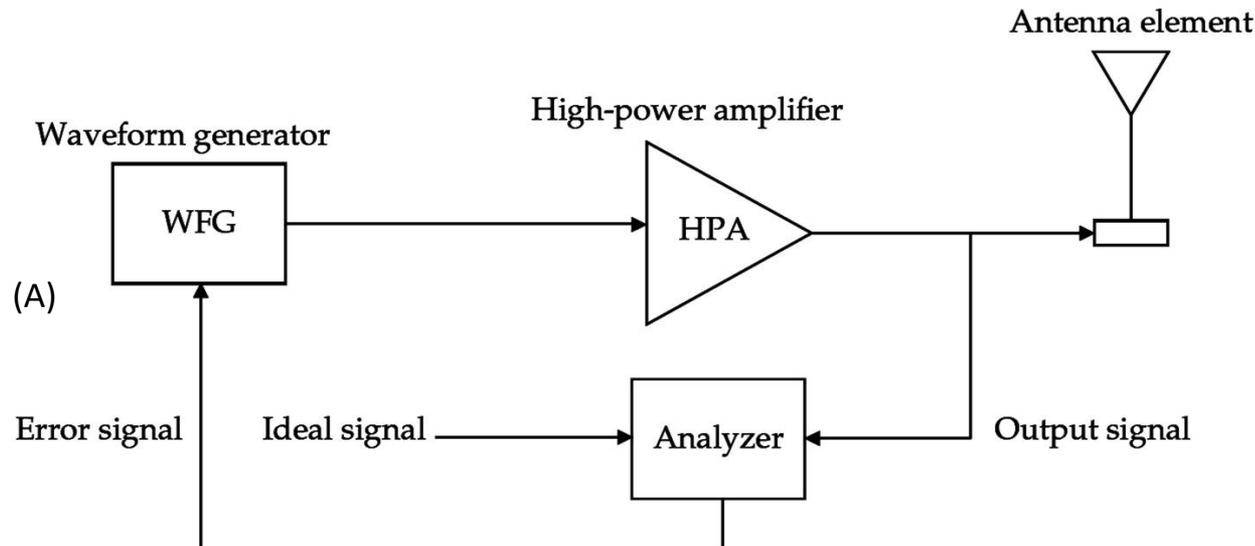
Characteristic	Nominal Values	General Remark
<i>Resolution</i>		
Group-Range	3–30 km	Finer for ship-detection (e.g., 5–10 km) than for air-detection (e.g., 15–20 km)
Cross-Range	10–50 km	Depends on receive antenna beamwidth, increases with range of resolution cell
Doppler Frequency	0.025–1 Hz	CIT is often limited by requirements on region revisit rate for target tracking
Relative Velocity	0.25–10 m/s	Rate of change in echo group-range evaluated for an operating frequency of 15 MHz
<i>Ambiguities</i>		
Group-Range	2500–75000 km	Range ambiguous radar echoes (clutter) are usually only an issue for air-mode tasks
Relative Velocity	90–900 km/h	Air-mode 900 km/h (50 Hz PRF), surface-mode 90 km/h (5 Hz PRF) at a frequency of 15 MHz
Bearing	Possibly none	Antenna array design to suppress grating lobes and provide high front-to-back ratio for a ULA
<i>Localization Accuracy</i>		
Absolute	10–20 km	Requires good quality real time and site-specific propagation-path information
Relative	<5 km	For targets near a known a reference point with simultaneous and identifiable radar returns

Geração do *Waveform* e HPA

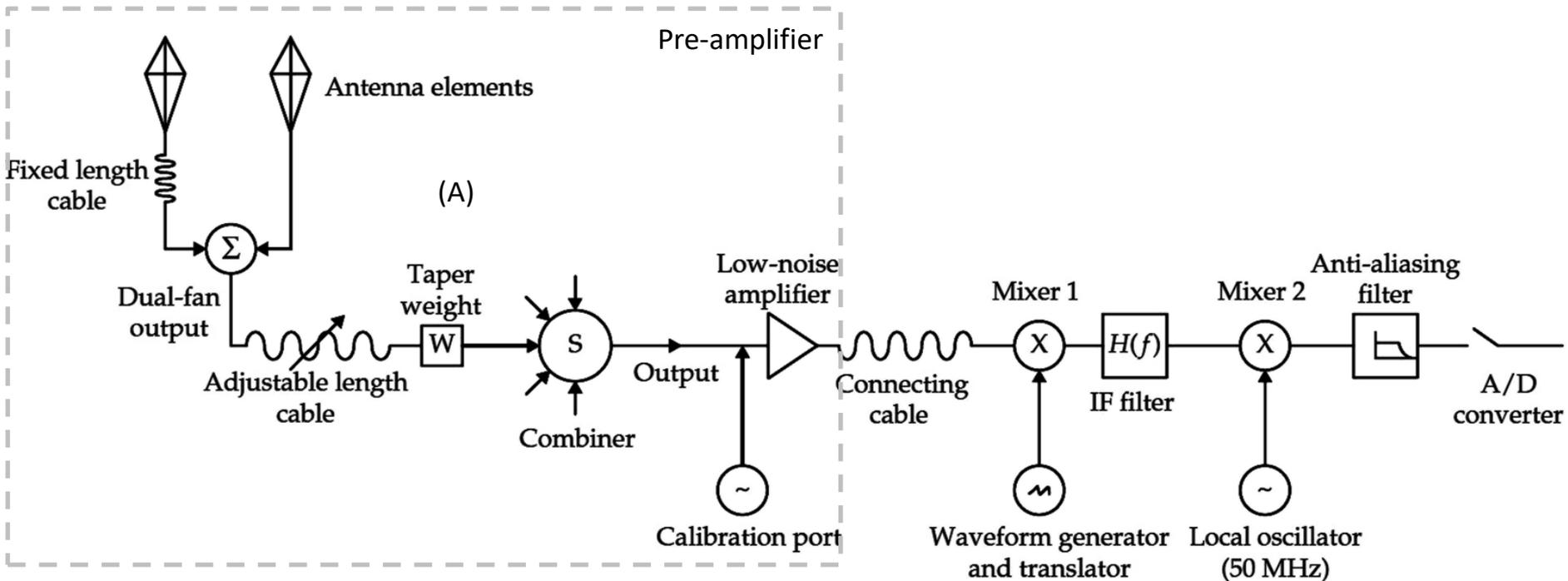
A separação eficaz do eco fraco de um alvo dos ecos do *clutter* pelo processamento Doppler requer pureza espectral da *waveform* FMCW transmitida, de modo a garantir que o desempenho do sistema permaneça limitado por fatores ambientais em vez do ruído de fase e espúrios espectrais gerados por não linearidades no HPA (*high power amplifier*) do TX.

Neste contexto, seja o HPA construído com componentes de estado sólido seja o HPA construído com válvulas termoiônicas, é imprescindível a realimentação do sinal transmitido para controle e correção dos espúrios espectrais gerados pela não-linearidade do HPA, conforme mostrado em (A) abaixo. Note que qualquer HPA é intrinsecamente não-linear – ver Parte 4 de <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/RF&MicrowavePowerAmp&XMTRs.pdf>). No estado atual da tecnologia, a tendência é que cada elemento do *phased-array* seja excitado por um respectivo amplificador de estado sólido, amplificador em geral construído com vários módulos em paralelo de transistores LDMOS (<http://www.fccdecastro.com.br/pdf/MRF1K50H.pdf>).

Em <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/MadreOTH.pdf> encontra-se a descrição de um HPA de 4.6MW (*waveform* pulsada), construído com 4 tríodos RCA A-15041, e usado no veterano radar OTH “Madre” desenvolvido em 1961 pelo US Naval Research Lab para detecção de mísseis intercontinentais e aeronaves voando em altitude de cruzeiro (<https://www.nrl.navy.mil/accomplishments/systems/over-horizon-radar>).

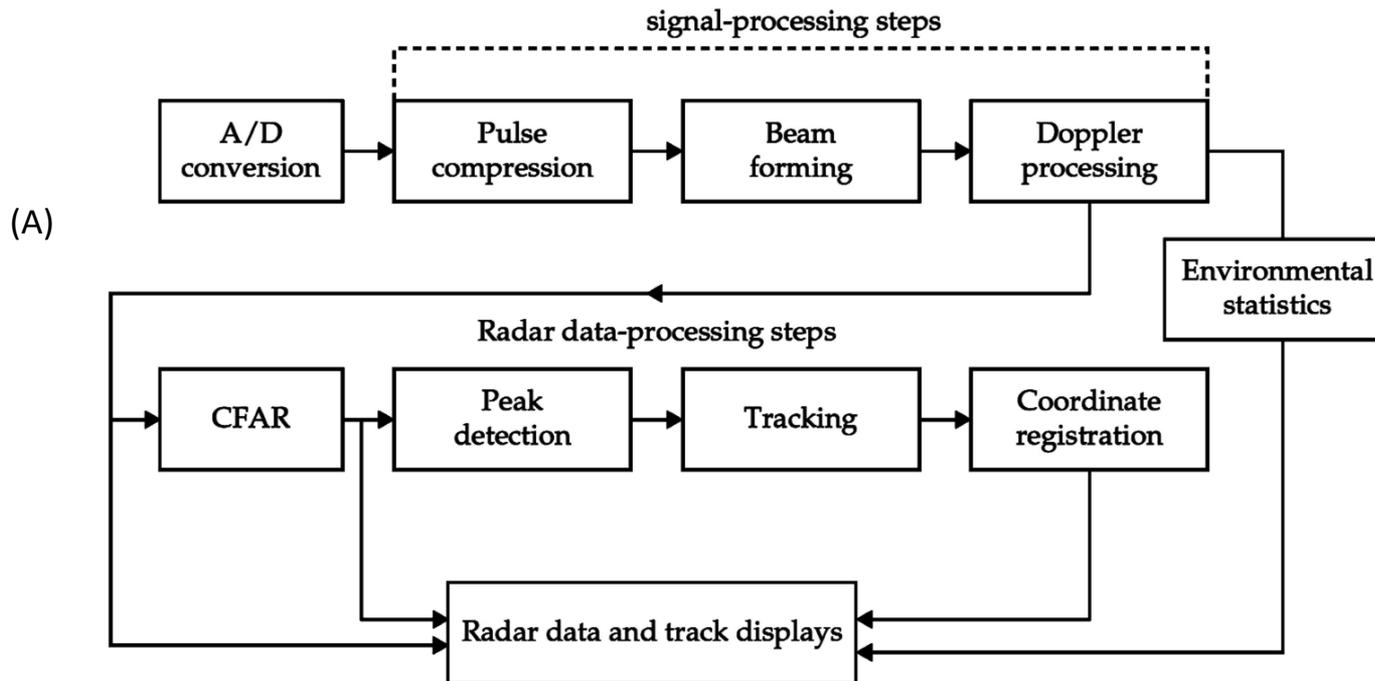


RX – front end analógico (exemplo radar OTH Jindalee – Austrália)



Note em (A) que o “Pre-amplifier” está próximo aos elementos do *phased-array* a ele conectados. O “Taper weight” em (A) é o coeficiente do *beamformer* (ver slide 118 do Cap II.3) para aquele elemento do *array*. O “Combiner” combina o sinal dos demais elementos do *array* já ponderados pelo respectivo coeficiente do *beamformer*. A saída do “Pre-amplifier” é levado através de um longo cabo ao prédio local que abriga os demais módulos do RX. O RX é um *Double Conversion Superheterodyne*, (ver <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/superheterodyne-receiver/double-triple-dual-multiple-conversion.php>), arquitetura que reduz a sensibilidade à frequências imagens espúrias e indesejadas (<https://www.electronics-notes.com/articles/radio/superheterodyne-receiver/image.php> e <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/superheterodyne-receivers>).

Fluxo de sinal básico efetuado no processamento digital do RX

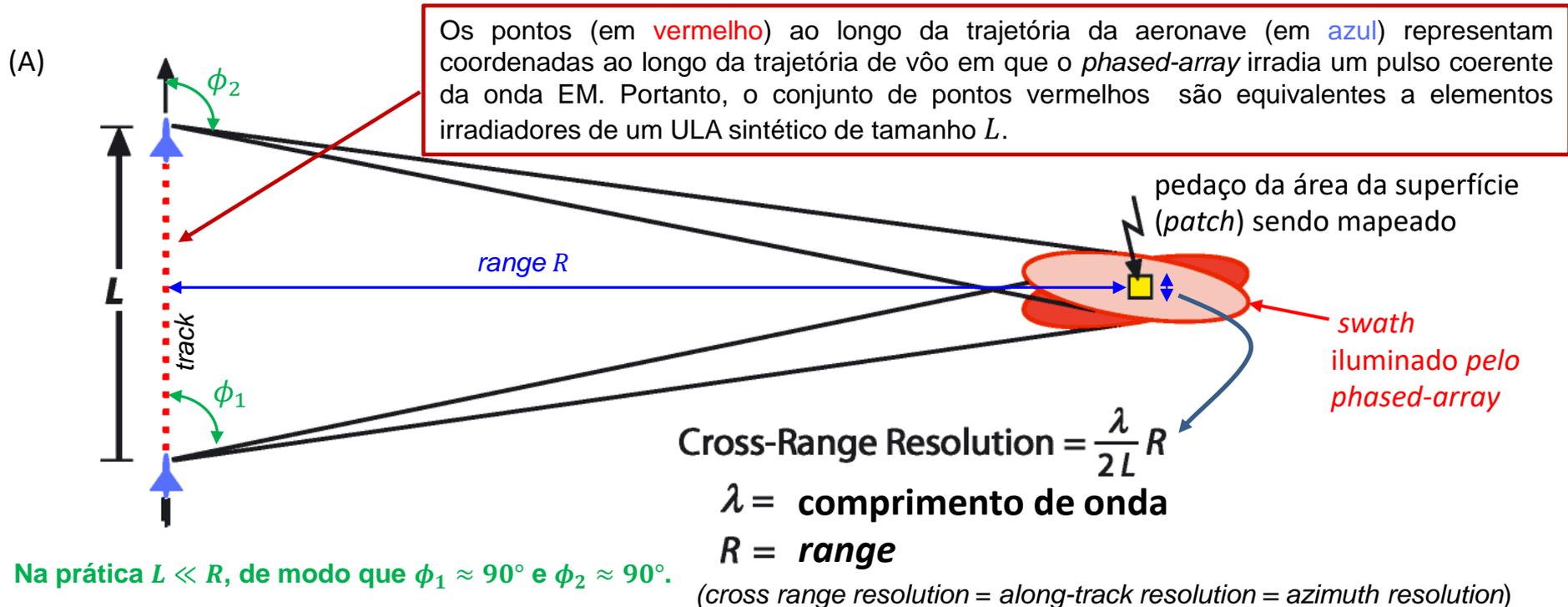


CFAR (*Constant False Alarm Rate*) é um algoritmo adaptativo que ajusta o *threshold* de detecção do alvo – ver discussão no slide 7 e 8 e ver https://en.wikipedia.org/wiki/Constant_false_alarm_rate .

Basicamente, o processamento digital processa amostras em banda-base dos ecos de alvos detectados em respectivos *range* e azimute, e as converte para coordenadas (latitude, longitude), plotando os blips de cada alvo superpostos a um mapa geográfico da região prospectada.

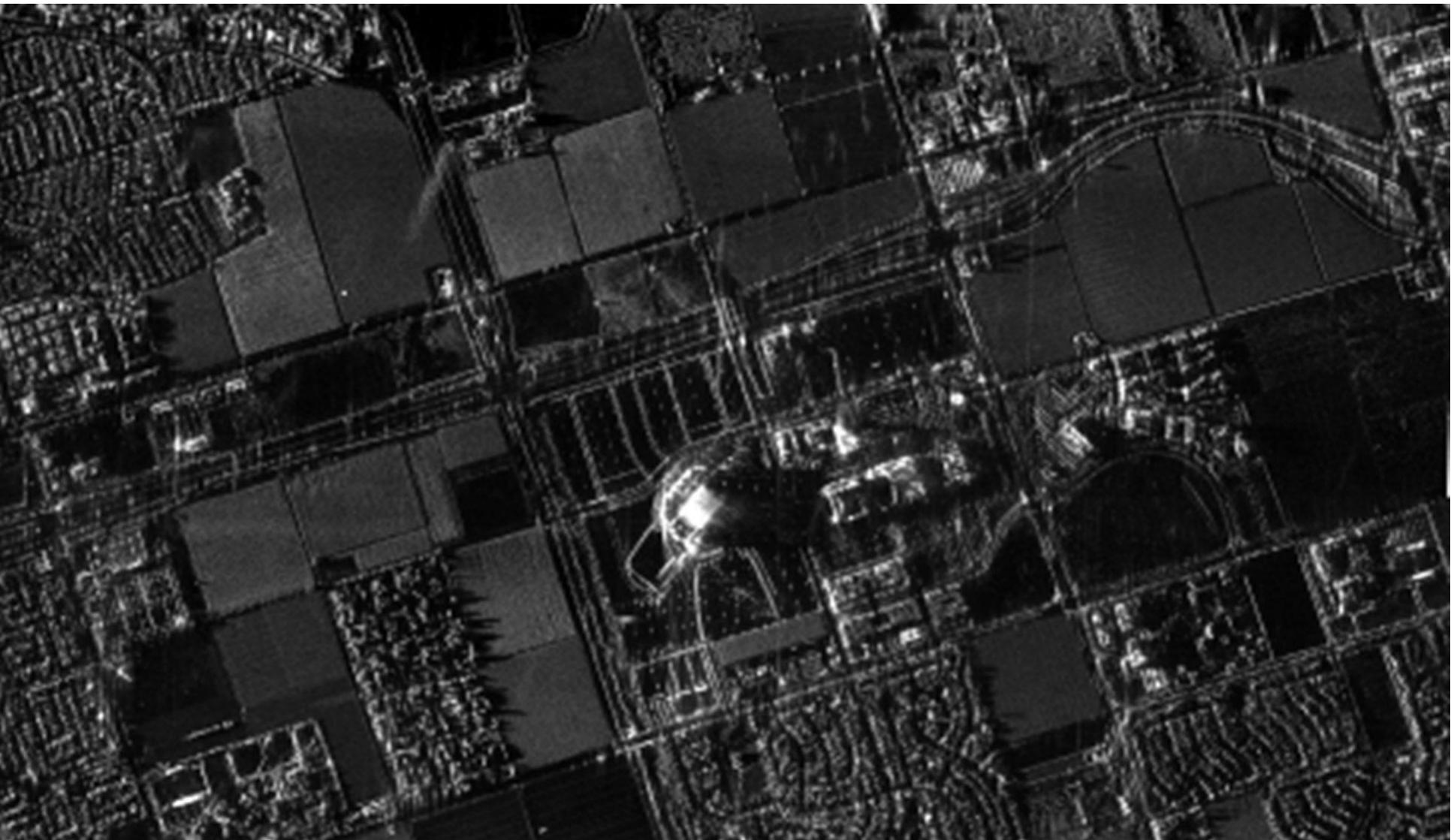
Radar de abertura sintética (SAR - *Synthetic Aperture Radar*)

O princípio de operação do radar de abertura sintética (SAR – *Synthetic Aperture Radar*) não é uma ideia nova (ver descrição de aspectos históricos em <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/SARINTRO.pdf>), no entanto, a ideia básica é bastante simples. Ao invés do *beamformer* efetuar a varredura no espaço do lobo principal do *phased-array*, conforme faz um radar AESA (ver slides 19 e 20), o SAR mantém o lobo principal irradiado pelo *phased-array* apontado para uma direção transversal à trajetória da aeronave (ou satélite), iluminando uma região na superfície denominada *swath*, conforme mostrado em (A) abaixo, de maneira semelhante a um *spotlight* (= holofote cênico). Como a aeronave está em movimento, cada vez que o *phased-array* irradia um pulso da onda EM, o pulso torna-se equivalente ao pulso irradiado por um elemento do ULA sintético de tamanho L formado pelo movimento da aeronave (ver slides 102 a 113 do Cap II.2). Daí a razão do nome “abertura sintética”. Por causa da velocidade da aeronave, cada elemento do ULA sintético está um pouco mais adiante na trajetória de vôo, conforme mostrado em (A). O RX do SAR armazena os valores IQ resultantes da correlação $\Psi(\tau) = \frac{1}{PW} \int_{-PW}^{PW} s_{eco}(t + \tau) s_{ref}(t) dt$ (ver slides 5 a 7) representativos dos ecos dos pulsos transmitidos ao longo da trajetória de tamanho L (pontos vermelhos em (A)) e efetua a superposição dos mesmos, sintetizando assim a abertura de um longo ULA de tamanho L , o que resulta em uma resolução *cross-range* (= *along-track resolution* = *azimuth resolution*) tão precisa quanto 15 [cm].



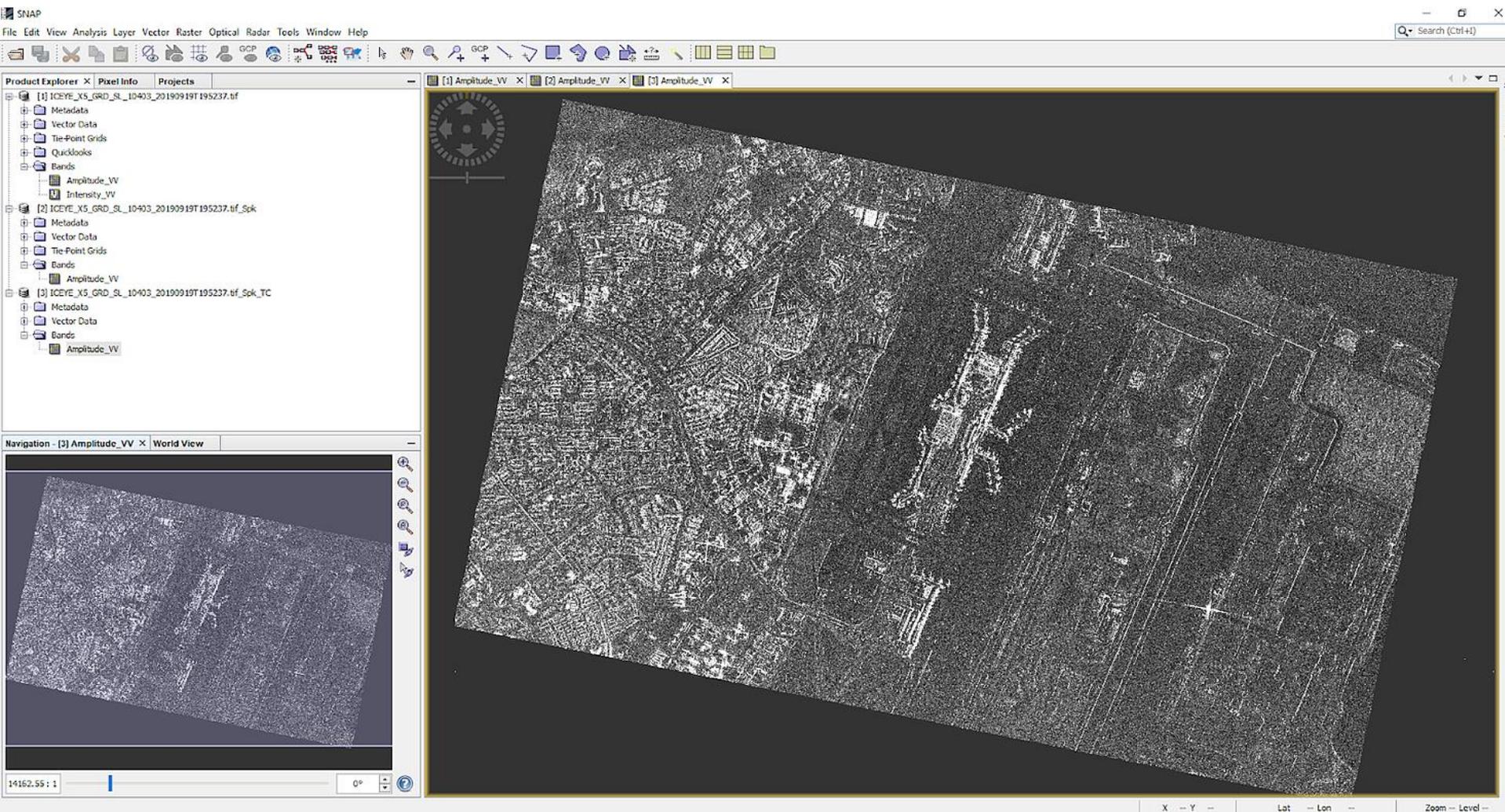
RadAR de abertura sintética (SAR - *Synthetic Aperture Radar*)

A figura abaixo mostra a imagem do SAR embarcado em um UAV (ver, por exemplo, <https://www.lockheedmartin.com/en-us/news/features/history/sar.html>).



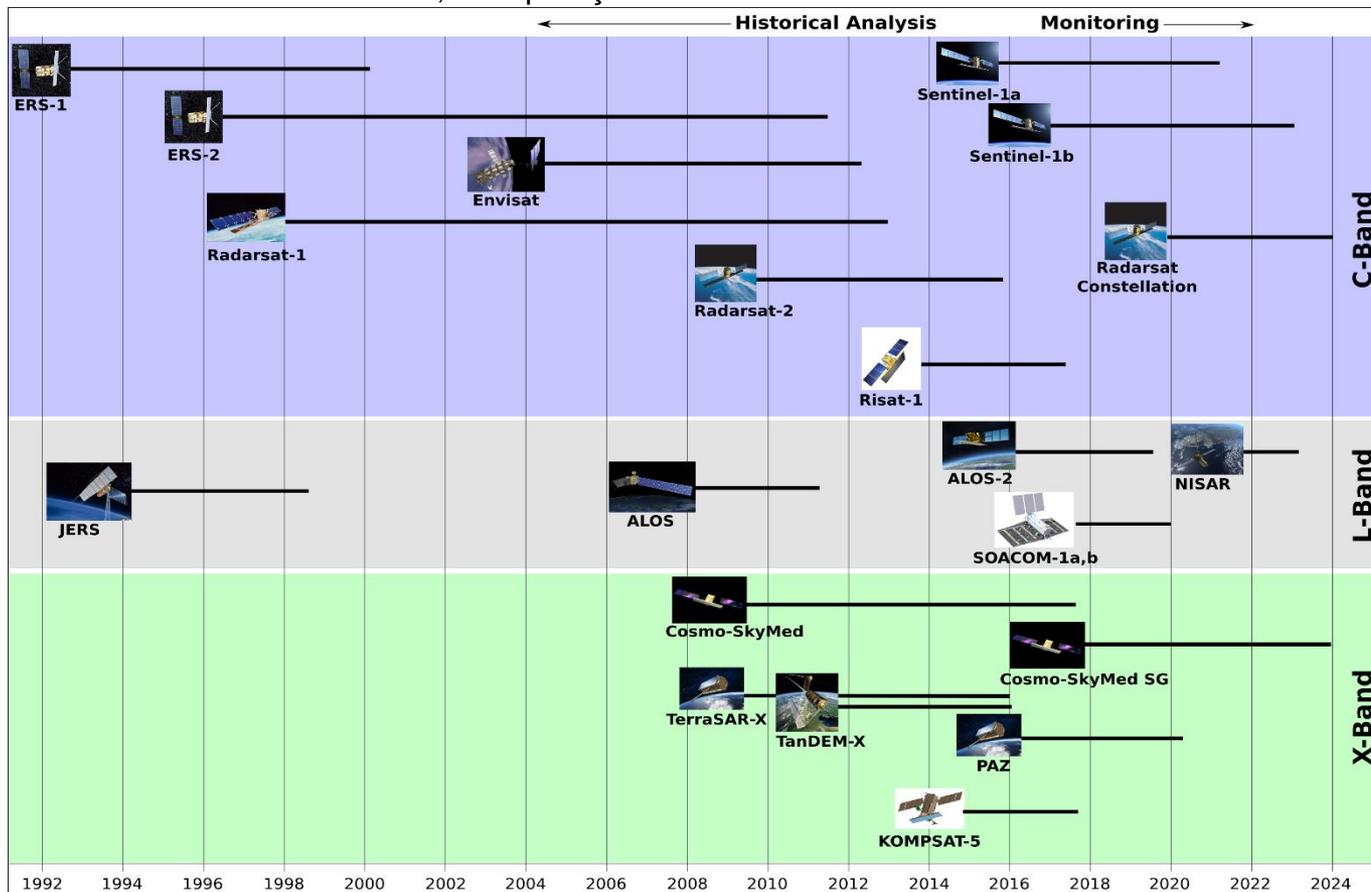
Radar de abertura sintética (SAR - *Synthetic Aperture Radar*)

A figura abaixo mostra a imagem do SAR embarcado em uma constelação de satélites (ver, por exemplo, <https://www.iceye.com/> , <https://www.capellaspace.com/technology/> e <https://www.jpl.nasa.gov/missions/nasa-isro-synthetic-aperture-radar-nisar/>).



RadAR de abertura sintética (SAR - *Synthetic Aperture Radar*)

Note que o SAR possibilita aumentar o tamanho L do ULA sintético na proporção do *range* R da área que está sendo mapeada, mantendo a razão R/L constante (rever slide 47). Isto permite que a mesma resolução de 15 [cm] referida no slide 47 possa ser obtida tanto para um *range* de centenas de quilômetros como para um range de apenas alguns quilômetros. Na realidade, a resolução *cross-range* (= *along-track resolution* = *azimuth resolution*) do SAR é efetivamente independente do *range* R e do comprimento de onda λ , dado que, exceto pela limitação de memória para registrar os dados a serem processados, podemos fazer o tamanho L do ULA sintético tão grande quanto seja necessário para a resolução desejada. Esta é uma das principais razões pelas quais o SAR se tornou uma ferramenta inestimável para sensoriamento remoto e vigilância, em particular porque o SAR é não somente capaz de operar embarcado em aeronaves e UAVs como também embarcado em satélites LEO (*Low Earth Orbit*) com altitude da trajetória da órbita da ordem de 750 km. A figura abaixo mostra as bandas operacionais (ver slide 14 do Cap I.2) de alguns sistemas SAR embarcados em satélites, em operação atual e futura.



Radar de abertura sintética (SAR - *Synthetic Aperture Radar*)

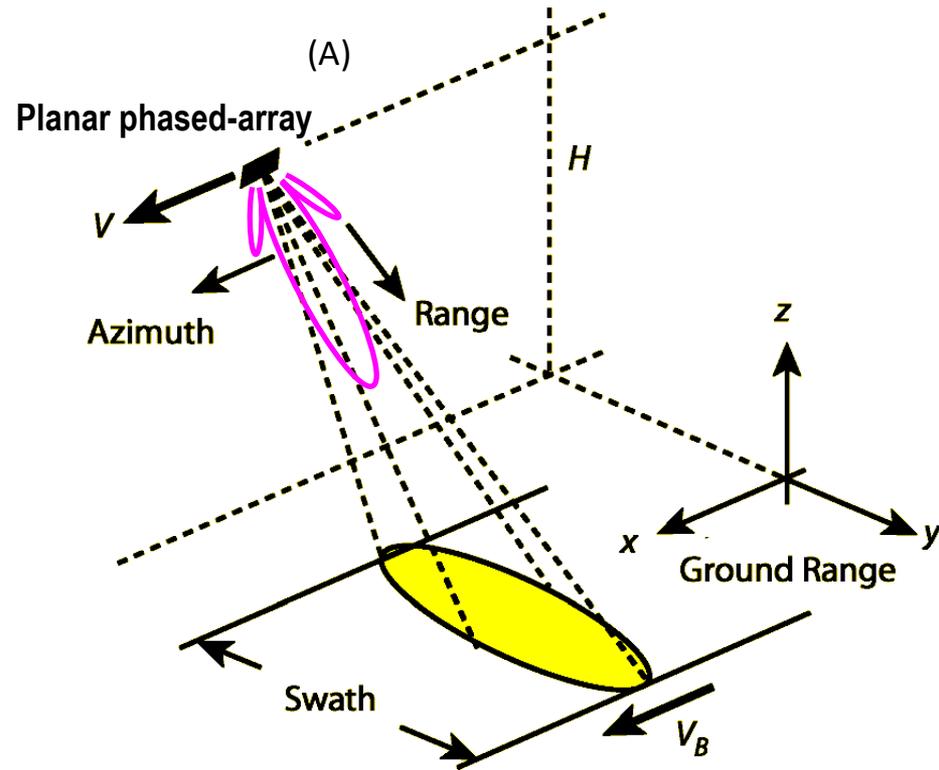
Embora as imagens SAR possam ser mais difíceis de interpretar do que as imagens ópticas de longa distância, a grande vantagem é que o SAR fornece informações adicionais sobre a área iluminada que não são captadas por sistemas ópticos. Por exemplo, uma imagem SAR de baixa frequência (VHF/UHF) permite a detecção de grandes objetos sob camuflagem ou sob cobertura vegetal e que seriam invisíveis ao imageamento em frequências ópticas (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/V&UHFSAR.pdf>). Esta é uma característica tática de grande importância em um cenário de EW.

Por outro lado, imagens ópticas são resultado da detecção da amplitude (sem considerar a fase) de uma onda EM na faixa de frequências da luz, que começa em 400[THz] (luz vermelha) e se estende até 790[THz] (luz violeta) (https://en.wikipedia.org/wiki/Visible_spectrum). Por não ser uma detecção coerente (porque desconsidera a fase), as imagens ópticas estão livres do fenômeno conhecido como *speckle*. O *speckle* ocorre nas imagens SAR porque o SAR é um radar coerente (ver slides 5 a 7). O *speckle* é a manifestação do espalhamento (*scattering*) da onda EM ao incidir em um objeto refletor multi-facetado ou ao incidir em uma região com múltiplos objetos refletores. Múltiplas ondas EM são espalhadas de volta (*back-scattered*) após a incidência e estas ondas se interferem construtivamente ou destrutivamente dependendo do ângulo de observação. Esta interferência faz com que o objeto/região cintile com pequenas mudanças no ângulo de visão. O *speckle* é o responsável pelo aspecto granuloso das imagens SAR (ver slide 49).

Sistemas SAR *airborne* tem o seu *range* máximo limitado pela linha do horizonte, que depende da altitude de vôo. Por exemplo, para uma aeronave voando a uma altitude de 15000 [m] o *range* máximo do SAR é da ordem de 300 [km]. Para sistemas SAR *spaceborne*, embarcados em satélites LEO (*Low Earth Orbit*), o *range* máximo é da ordem de 7500 [Km].

Iluminação do *swath*

Conforme mostrado em (A) abaixo, o lobo principal de um *phased-array* planar é apontado para uma direção transversal à trajetória da aeronave. Para efeito de minimizar o arrasto aerodinâmico, o *phased-array* planar é acondicionado em um estojo de formato aerodinâmico, construído com material dielétrico de baixas perdas (para não atenuar a onda EM) e afixado na parte de baixo (às vezes na parte de cima) da aeronave, conforme mostrado em (B).

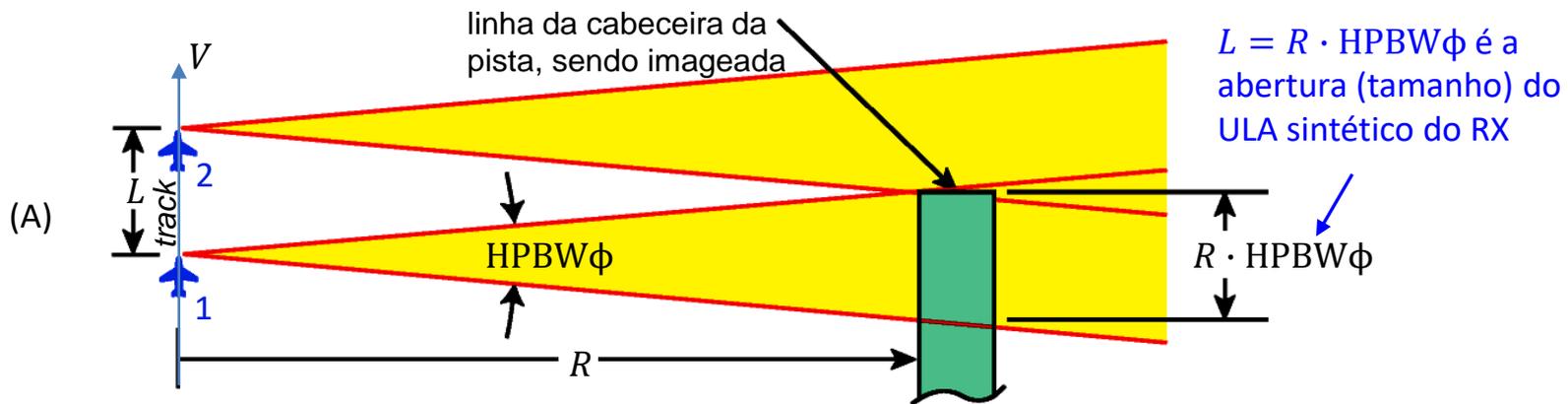


A aeronave voa ao longo de uma trajetória linear a uma altitude H constante e com uma velocidade V , conforme mostrado em (A). O *phased-array* irradia os pulsos da onda EM, o *swath* na superfície (região em amarelo em (A)) é iluminado pela onda EM e ecos são recebidos pelo RX do SAR em consequência dos pulsos da onda EM refletidos no *swath*. À medida que o lobo principal do *phased-array* desliza ao longo do solo, simultaneamente uma imagem contínua é formada porque o *swath* se move no solo em uníssono com a aeronave na trajetória de vôo.

Iluminação do swath

Vamos supor que a aeronave se mova com velocidade V na sua trajetória de vôo e o SAR esteja imageando (neologismo do inglês *imaging*) a pista de um aeródromo, que é a região em verde em (A) abaixo. Consideremos a linha de estruturas metálicas (sinalizadores, delimitadores, etc ...) na cabeceira da pista e que refletem a onda EM irradiada pelo *phased-array* do SAR, gerando ecos. As posições da aeronave (em azul) em que a linha de cabeceira vai entrar e sair do lobo principal móvel do *phased-array* marcam o comprimento máximo L da abertura (tamanho) do ULA sintético. Para a posição 1 da aeronave em (A), os ecos da linha da cabeceira estão entrando no lobo principal do *phased-array*. Na posição 2 da aeronave, os ecos da linha da cabeceira estão saindo do lobo principal do *phased-array*. Desta forma, a linha sendo imageada primeiro entrará e depois sairá do lobo principal do *phased-array* à medida que a aeronave atravessa todo o comprimento L do ULA sintético, e isto determina o comprimento L da abertura sintética. Portanto, quanto maior for o *range* R e o HPBW ϕ do lobo principal do *phased-array*, maior será o tamanho $L = R \cdot \text{HPBW}\phi$ do ULA sintético.

Os diferentes valores IQ complexos medidos (ver slides 5 a 7) para cada eco recebido são recorrentemente superpostos no RX (= *beamforming*) para criar a abertura sintética e formar a correspondente imagem. À medida que a aeronave se move, novas aberturas de tamanho L (com pequenos deslocamentos em relação a abertura anterior) são sintetizadas continuamente, permitindo a formação de imagem contínua na direção da trajetória de vôo.



Para se obter resolução precisa na dimensão da *resolution cell* (ver slide 38) transversal à trajetória de vôo (= *cross-track resolution* = *range resolution*), é necessário que não só o RX adote uma alta taxa de compressão de pulso como também a onda EM seja irradiada em pulsos de menor duração, resultando, portanto, uma maior largura espectral da onda EM irradiada. Para se obter resolução precisa na dimensão alinhada à trajetória de vôo (= *along-track resolution* = *azimuth resolution*), a sequência de ecos recebidos deve ser recorrentemente superposta no *beamformer* do RX de modo a sintetizar um ULA longo, conforme veremos.

Iluminação do *swath*

Como o *phased-array* está se movendo $c/$ a mesma velocidade V da aeronave, **receber ecos de um alvo em diferentes instantes de tempo é equivalente a receber ecos do alvo em diferentes pontos do espaço ao longo da trajetória de vôo da aeronave**. Assim, conforme veremos nos próximos slides, o processo de superposição efetuado no RX (= *beamforming*) dos ecos recebidos ao longo da distância percorrida na trajetória de vôo **forma um ULA–RX sintético ao longo de comprimento $L = R \cdot \text{HPBW}\phi$** . Esta abertura sintética longa resulta em um $\text{HPBW}\phi'$ muito estreito para o ULA sintético (não confundir o $\text{HPBW}\phi'$ do ULA sintético do RX $c/$ o $\text{HPBW}\phi$ do *phased array* que opera em TX e em RX), maximizando a resolução na dimensão do *resolution cell* alinhada à trajetória de vôo. Note que a abertura angular $\text{HPBW}\phi$ do lobo principal do *phased-array* é controlada pelo módulo e fase dos coeficientes complexos do *beamformer* do *phased-array* (slide 118 do Cap II.3).

O *beamformer* do *phased-array* aponta o lobo principal de seu diagrama $p/$ uma direção transversal à trajetória de vôo na direção do *swath* imageado, sem buscar a redução do HPBW do lobo principal, dado que isto reduziria a resolução de azimute (= *along-track resolution*) porque reduz a abertura $L = R \cdot \text{HPBW}\phi$ do ULA sintético. Já o *beamformer* do ULA sintético do RX, implementado na memória “Range Bins” do RX, busca especificamente reduzir o HPBW do lobo principal do diagrama de radiação do ULA sintético.

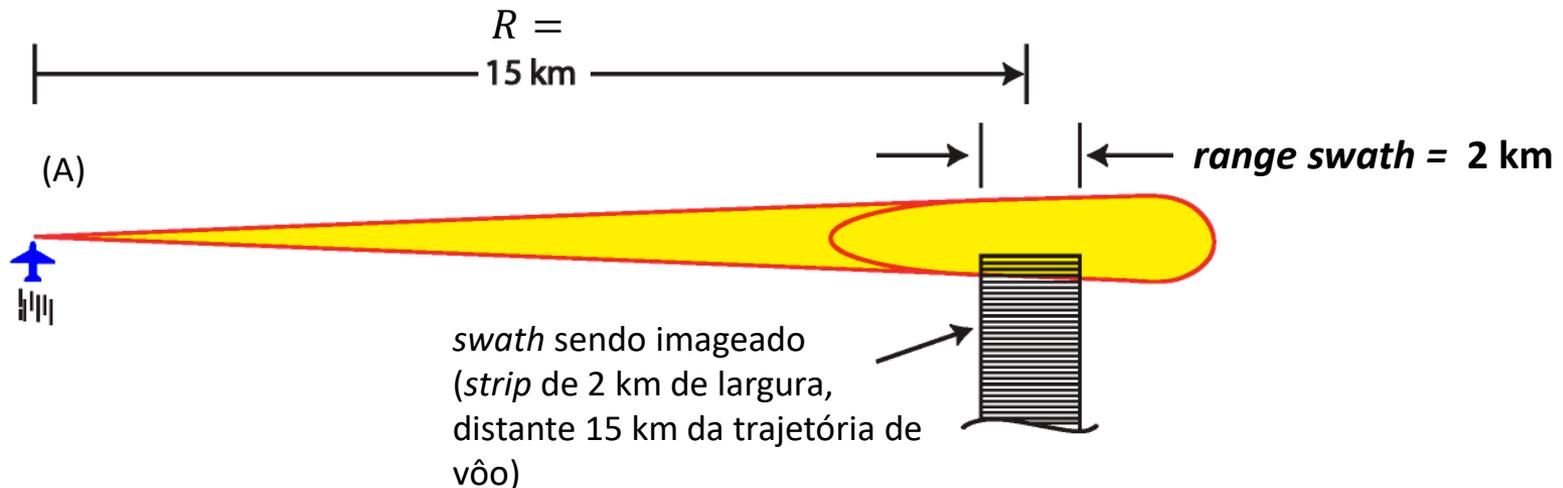
Conforme discutimos no slide anterior para a figura em (A), quanto maior for o $\text{HPBW}\phi$ do lobo principal do *phased-array* maior será o comprimento $L = R \cdot \text{HPBW}\phi$ do ULA sintético do RX. Portanto, quanto maior for o $\text{HPBW}\phi$ do lobo principal do *phased-array* **maior** será a resolução na dimensão do *resolution cell* alinhada à trajetória de vôo, porque isto aumenta o número de elementos do ULA sintético. Isto é consequência do *beamformer* do ULA implementado na memória “Range Bins” do RX que efetua a superposição dos valores IQ (ver slides 5 a 7) representativos da amplitude e fase dos ecos da onda EM recebidos no RX. Estes ecos resultam da reflexão da onda EM em um objeto refletor na superfície do *swath*, em um determinado *range*. Lembre que a fase da onda EM aumenta 360° para cada avanço na distância percorrida ao longo de seu caminho de propagação correspondente a um comprimento de onda λ . Portanto, ecos de um mesmo objeto terão a mesma fase, porque os ecos se propagaram através da mesma distância e, portanto, se somam construtivamente no processo de superposição fasorial (= *beamforming*) efetuado no RX.

Especificamente, a abertura (tamanho) $L = R \cdot \text{HPBW}\phi$ do ULA sintético do RX é gerada em consequência do movimento da aeronave em sua trajetória de vôo. Portanto, o referido processo de superposição disporá de tanto mais valores IQ recebidos de um mesmo determinado objeto refletor na superfície do *swath* quanto maior for o $\text{HPBW}\phi$ do *phased-array*. Por serem ecos de um mesmo objeto, estes serão representados por valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$ de mesma fase θ e amplitude A , porque os ecos se propagaram através da mesma distância (o objeto refletor está muito distante, portanto o caminho de propagação percorrido pela onda EM cada vez que um eco chega no RX é praticamente igual para todos os ecos). Estes ecos representados por valores IQ de mesma fase (porque o *range* dos respectivos alvos são os mesmos) maximizam o resultado do processo de superposição (*beamforming*) no RX. Todos os demais ecos cujos valores IQ não estejam alinhados em fase (em consequência dos *ranges* distintos) resultam em uma soma fasorial de valor não significativo.

Formação da imagem – SAR sem focalização

Conforme vimos nos slides anteriores, o SAR utiliza o movimento de avanço do *phased-array* em uma trajetória retilínea para produzir o equivalente a um longo ULA. Cada vez que o *phased-array* irradia um pulso coerente, a aeronave (ou satélite) se move e o *phased-array* ocupa uma posição um pouco mais adiante na trajetória de vôo. Apontando o lobo principal do *phased-array* para uma região localizada em uma direção transversal à trajetória de vôo e superpondo os símbolos IQ resultante dos ecos de pulsos sucessivos, o RX é capaz de sintetizar a abertura (= *beamforming*) de um ULA longo.

A síntese da abertura do ULA pode ser mais facilmente visualizada se analisarmos inicialmente um sistema SAR sem focalização. Consideremos o exemplo de uma aeronave, cujo radar SAR opera em $f = 10$ [GHz] (banda X), voando em uma trajetória retilínea com velocidade constante de $V = 300$ [m/s] = 1080 [km/h] em relação ao solo. A altitude de vôo é mantida constante ao longo da trajetória. O *phased-array* do SAR tem seu lobo principal apontado ligeiramente para baixo, na direção do solo, e com um ângulo de azimute de 90° em relação à trajetória de vôo, conforme mostrado em (A) abaixo. À medida que a aeronave avança, o lobo principal do *phased-array* varre uma ampla faixa no solo paralela à trajetória de vôo, faixa que define o *swath* do SAR. Vamos delimitar o escopo de nossa análise a uma sub-região do *swath*, que é o *strip* de 2 [km] de largura, deslocada da trajetória de vôo em cerca de 15 [km], conforme mostrado abaixo.

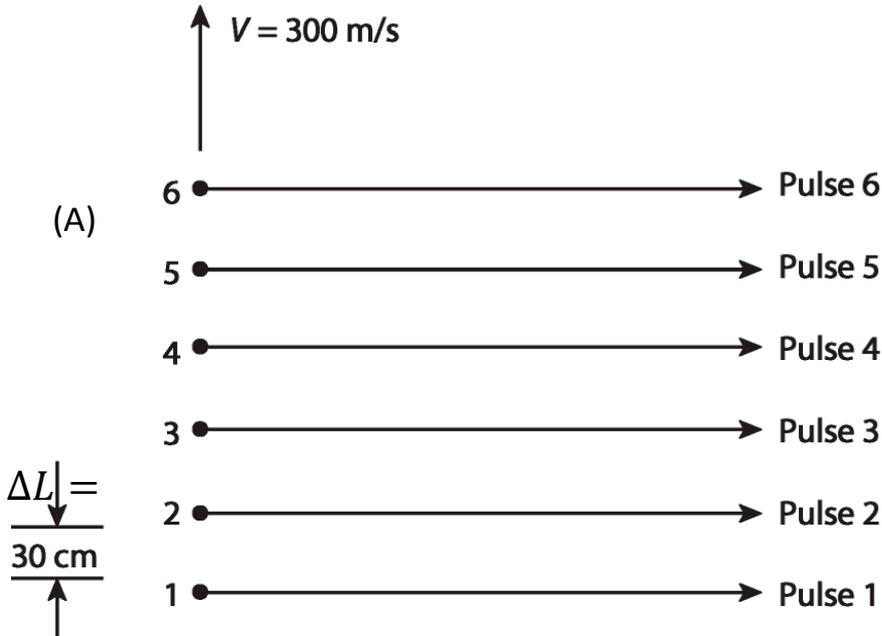


Formação da imagem – SAR sem focalização

Vamos supor que o *pulse repetition frequency* do SAR seja $PRF = 1$ [KHz] (ver slide 20 do Cap I.2). Vamos supor também que a missão táctica da aeronave seja imagear o solo no interior do *strip* de 2 [Km] de largura mostrado em (A) no slide anterior com resoluções *cross-track* e *along-track* ambas de 15 [m]. A resolução *cross-track* é dada por $d_t = 0.5 c PW/\rho$ sendo ρ o fator de compressão de pulso de largura PW (ver slide 11 e discussão no slide 22 do Cap I.2 e no slide 71 do Cap I.3).

Para um *array* sintético do tipo ULA de tamanho L a resolução *along-track* d_a para o imageamento de um *swath* distante de um *range* R do *phased-array* do SAR é dada por $d_a = R\lambda/(2L)$, onde $\lambda = c/f$, sendo f a frequência de operação do SAR (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/HRRCSS.pdf> e <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CTAFAR.pdf>). Dado que o SAR opera em $f = 10$ [GHz], que o *strip* sendo imageado dista $R = 15$ [Km] do centro de fase do *phased-array* e que a resolução *along-track* d_a desejada é $d_a = 15$ [m] então o comprimento L necessário do ULA sintético para atender a resolução *along-track* é dado por $L = R\lambda/(2d_a) = 14.99$ [m] ≈ 15 [m].

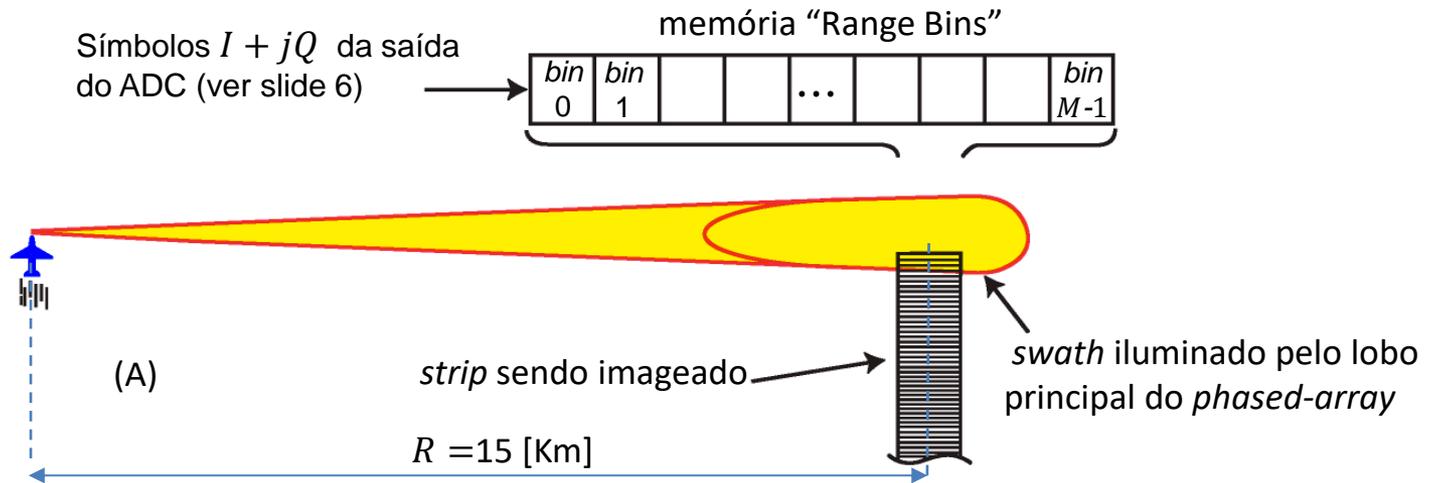
Para $V = 300$ [m/s] = 1080 [km/h] e $PRF = 1$ [KHz], cada vez que o *phased-array* irradia um pulso o centro de fase do *phased-array* avança $\Delta L = V/PRF = 30$ [cm] ao longo da trajetória de vôo. Portanto, o ULA sintético pode ser considerado como um *array* em que os elementos estão distantes entre si de $\Delta L = 30$ [cm] e dispostos ao longo da linha que define a trajetória de vôo conforme, mostrado em (A) abaixo.



Consequentemente, para sintetizar a abertura (tamanho) de $L = 15$ [m] desejada para o ULA, são necessários $N = L/\Delta L = 49.97 \approx 50$ elementos no ULA sintético. Em outras palavras, é necessário que o *phased-array* irradie 50 pulsos consecutivos enquanto a aeronave voa na sua trajetória. É necessário também que o RX armazene digitalmente as respectivas 50 sequências de amostras IQ recebidas pelos 50 elementos do ULA sintético em consequência da reflexão da onda EM de cada respectivo pulso irradiado em alvos no *swath* que está sendo imageado. Após o armazenamento, o RX efetua a superposição (*beamforming*) das 50 sequências de valores IQ representativos da amplitude e fase dos ecos da onda EM recebidos pelo RX.

Formação da imagem – SAR sem focalização

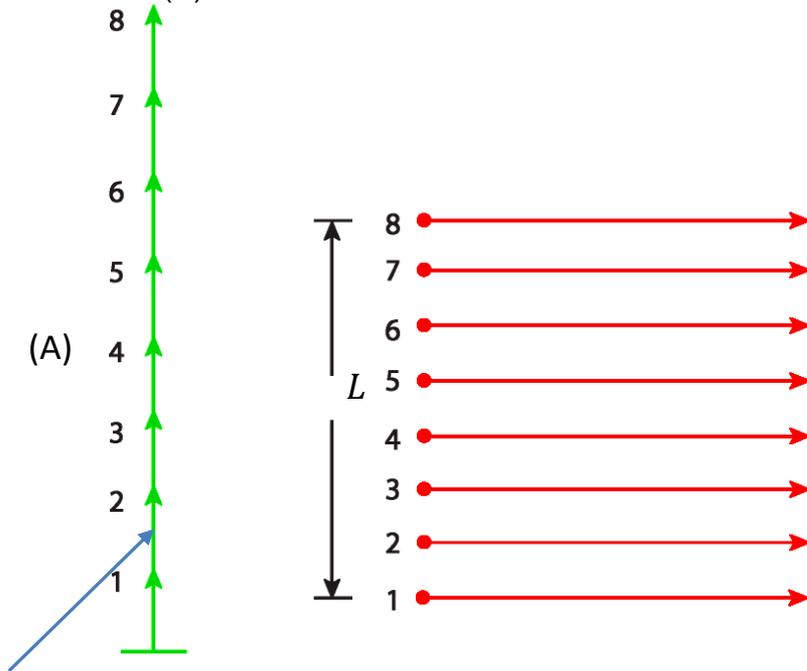
O processo de superposição de valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$ é efetuado na memória "Range Bins", na saída do ADC do RX, conforme (A) no slide 6 e conforme (A) no slide 8. Os valores IQ representativos da fase θ e amplitude A dos ecos da onda EM refletida nos alvos na superfície do *swath*, e que são resultantes da correlação $\Psi(\tau) = \frac{1}{PW} \int_{-PW}^{PW} s_{\text{eco}}(t + \tau) s_{\text{ref}}(t) dt$ (ver slides 5 a 7), resultam ordenados por tempo τ de chegada no RX. O tempo de chegada é proporcional ao *range* do eco, e, conseqüentemente, a ordenação resulta sendo um função do *range* do alvo refletor da onda EM em relação ao centro de fase do *phased-array* do SAR. Os símbolos IQ assim ordenados são sequencialmente armazenados em respectivas áreas na memória "Range Bins" (*bin* = caixa de armazenamento), cada *bin* armazenando uma seqüência de símbolos IQs associada a um *range*, conforme mostrado em (A) abaixo. Para cada pulso da onda EM irradiada pelo *phased-array*, ecos do pulso são retornados dos alvos no *strip* e os respectivos valores IQ são acumulados no *bin* correspondente ao *range* do alvo. Note que acumular os valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$ em cada *bin* equivale a superpor os valores IQ representativos dos ecos de alvos no *range* do *bin*.



Importante notar que os ecos dos alvos iluminados pelo primeiro pulso irradiado pelo *phased-array* é recebido integralmente pelo elemento número um do ULA sintético do RX, os ecos dos alvos iluminados pelo segundo pulso irradiado pelo *phased-array* é recebido integralmente pelo elemento número dois do ULA sintético do RX, e assim por diante. Neste contexto, a superposição dos valores IQ correspondentes a estes ecos recebidos e armazenados na memória "Range Bins" do ULA sintético do RX é uma operação de *beamforming* similar à combinação linear realizada pelo *beamformer* de um *array* real (i.e., *array* não sintético – ver slide 118 do Cap II.3).

Formação da imagem – SAR sem focalização

Note que o *range* R até o *strip* que está sendo imageado (ver (A) no slide anterior) é muito maior do que o comprimento L do ULA sintético: $R = 15$ [Km] e $L = 15$ [m] no exemplo sob análise (ver slides 55 e 56). Portanto, a distância percorrida pela onda EM refletida em um alvo no *strip* até um elemento do ULA sintético é aproximadamente igual para todos os elementos do ULA. Assim, os ecos da onda EM refletida nos alvos no *strip* e recebidos em todos os elementos do ULA sintético terão a mesma amplitude e fase de onda, e, portanto, os respectivos valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$ dos ecos terão as mesmas amplitude A e fase θ . A superposição dos símbolos IQ recebidos na memória “Range Bins” do ULA sintético produzem, portanto, uma soma fasorial máxima, conforme mostrado em verde em (A) abaixo.



O *phased-array* irradia 8 pulsos consecutivos na direção do *boresight* do diagrama de radiação do ULA sintético do RX enquanto a aeronave voa uma distância L ao longo de sua trajetória.

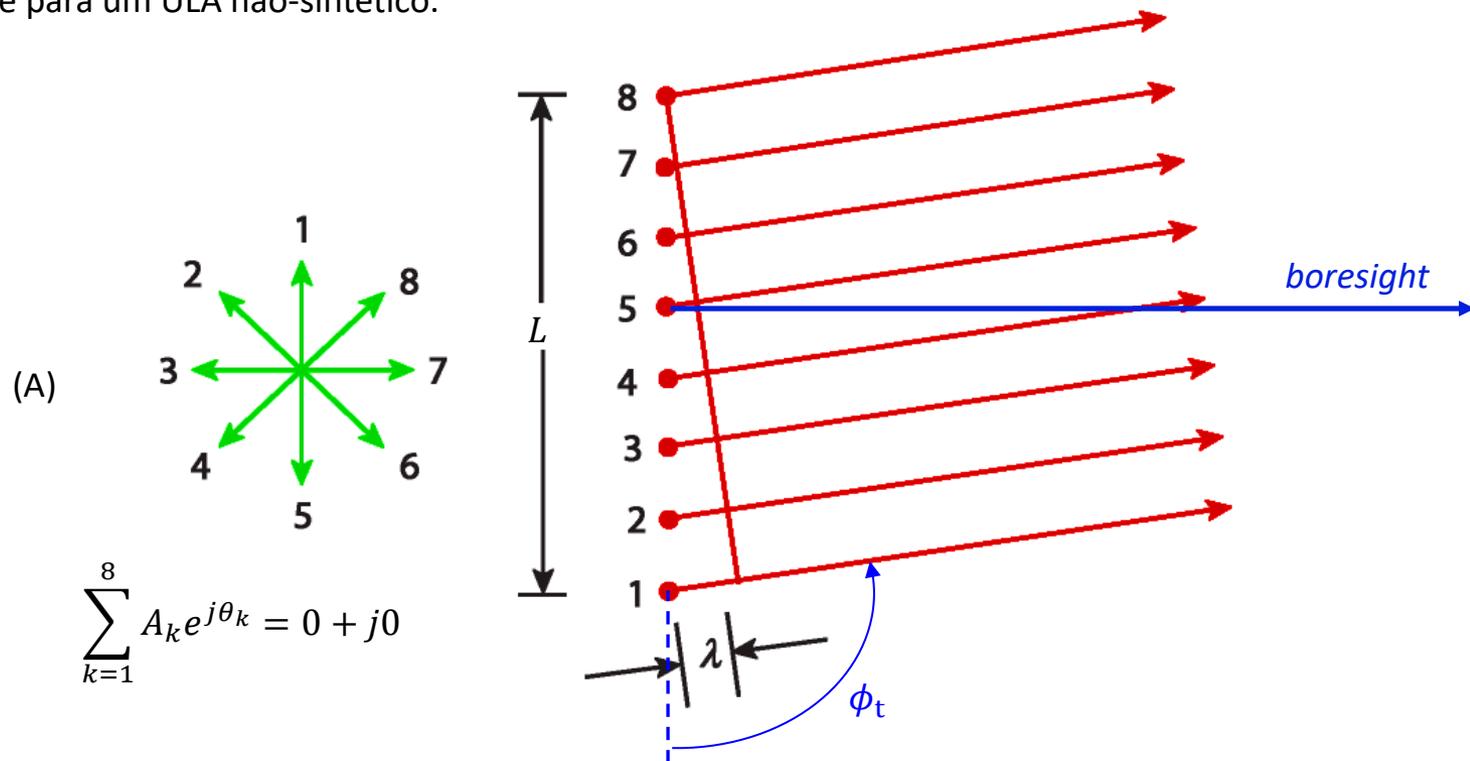
Cada seta vermelha mostra a direção de propagação da onda EM irradiada pelo *phased-array* na direção do *boresight* do diagrama de radiação do ULA sintético do RX para cada respectivo elemento do ULA sintético.

Note que as ondas EM irradiadas pelo *phased-array* se propagam até um eventual alvo em trajetórias paralelas entre si e perpendiculares à trajetória de vôo, porque $L = 15$ [m] é muito menor que o *range* $R = 15$ [Km] .

Cada seta verde em (A) representa um fasor do conjunto de valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$, que são recebidos na direção do *boresight* com mesma fase θ e amplitude A porque os ecos se propagaram através da mesma distância. A mesma distância de propagação decorre de o *range* $R = 15$ [Km] do alvo refletor da onda EM ser muito maior que o tamanho $L = 15$ [m] do ULA sintético, e daí a diferença de distâncias resulta ínfima entre os caminhos de propagação quase paralelos. O caminho de propagação percorrido pela onda EM cada vez que um eco chega no RX é, portanto, praticamente igual para todos os ecos. Como todos os 8 fasores têm a mesma fase em consequência da onda EM ter percorrido a mesma distância, resulta que todos eles tem o mesmo ângulo e encontram-se alinhados no plano complexo (alinhamento no plano complexo = coerência de fase), conforme mostrado pelas setas verdes em (A). Esta coerência de fase faz com que a superposição deles no *bin* da memória “Range Bins” correspondente ao *range* do eco maximize o resultado da soma dos 8 fasores.

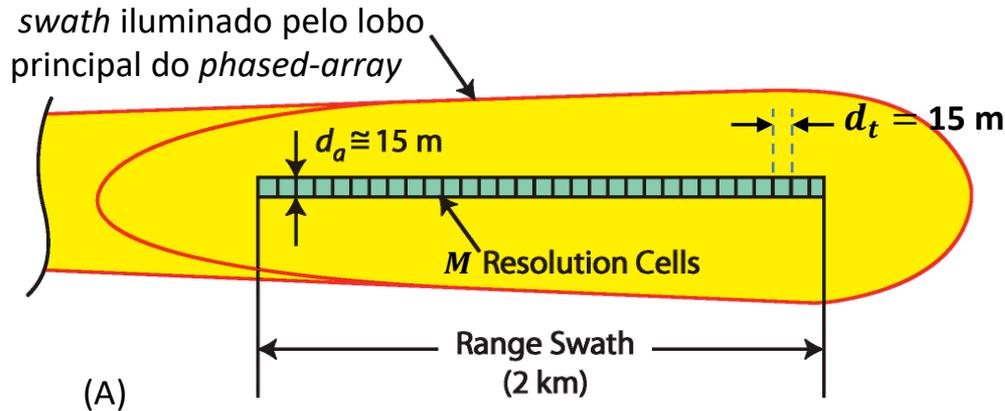
Formação da imagem – SAR sem focalização

Por outro lado, para um alvo no *strip* sendo imageado que não está exatamente na direção do *boresight*, a distância do alvo até os elementos sucessivos do ULA sintético do RX é progressivamente diferente, conforme direção e distâncias mostradas pelas setas **vermelhas** em (A) abaixo. Neste caso, os ecos recebidos do alvo *off-boresight* por elementos sucessivos do ULA sintético resultarão em fases progressivamente diferentes para as respectivas ondas EM e, conseqüentemente, os fasores dos correspondentes símbolos IQ tendem a se somar destrutivamente em maior ou menor grau, conforme mostrado em **verde** em (A) abaixo (Lembre: A fase da onda EM aumenta 360° para cada avanço na distância percorrida ao longo de seu caminho de propagação correspondente a um comprimento de onda λ). Na realidade, (A) mostra o caso da formação de um nulo ou *notch* (interferência destrutiva total) no diagrama de radiação do ULA sintético no plano do azimute na direção ϕ_t apontada pelas setas **vermelhas**, nulo que resulta de os fasores em **verde** correspondentes aos valores IQ dos ecos se cancelarem em pares. Essa soma construtiva e destrutiva dos valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$ respectivos aos ecos é um processo de *beamforming* (slide 118 Cap II.3) e gera um lobo principal bastante estreito no diagrama de radiação do ULA sintético, da mesma forma que para um ULA não-sintético.



Formação da imagem – SAR sem focalização

No contexto do exemplo sob análise (ver slides 55 e 56), quando os valores $I + jQ = Ae^{j\theta}$ representativos dos ecos dos $N = 50$ pulsos (ver slide 56) necessários para formar o ULA de tamanho $L = 15$ [m] são superpostos em cada um dos M bins na memória "Range Bins" (rever discussão no slide 57), o resultado que se acumulou no conjunto de M bins associados aos respectivos ranges é bem próximo da representação do eco total da onda EM refletida em uma linha de M resolution cells com cada célula tendo o tamanho $d_a = 15$ [m] correspondente ao *cross-track resolution* (= *range resolution*), conforme mostrado em (A) abaixo.



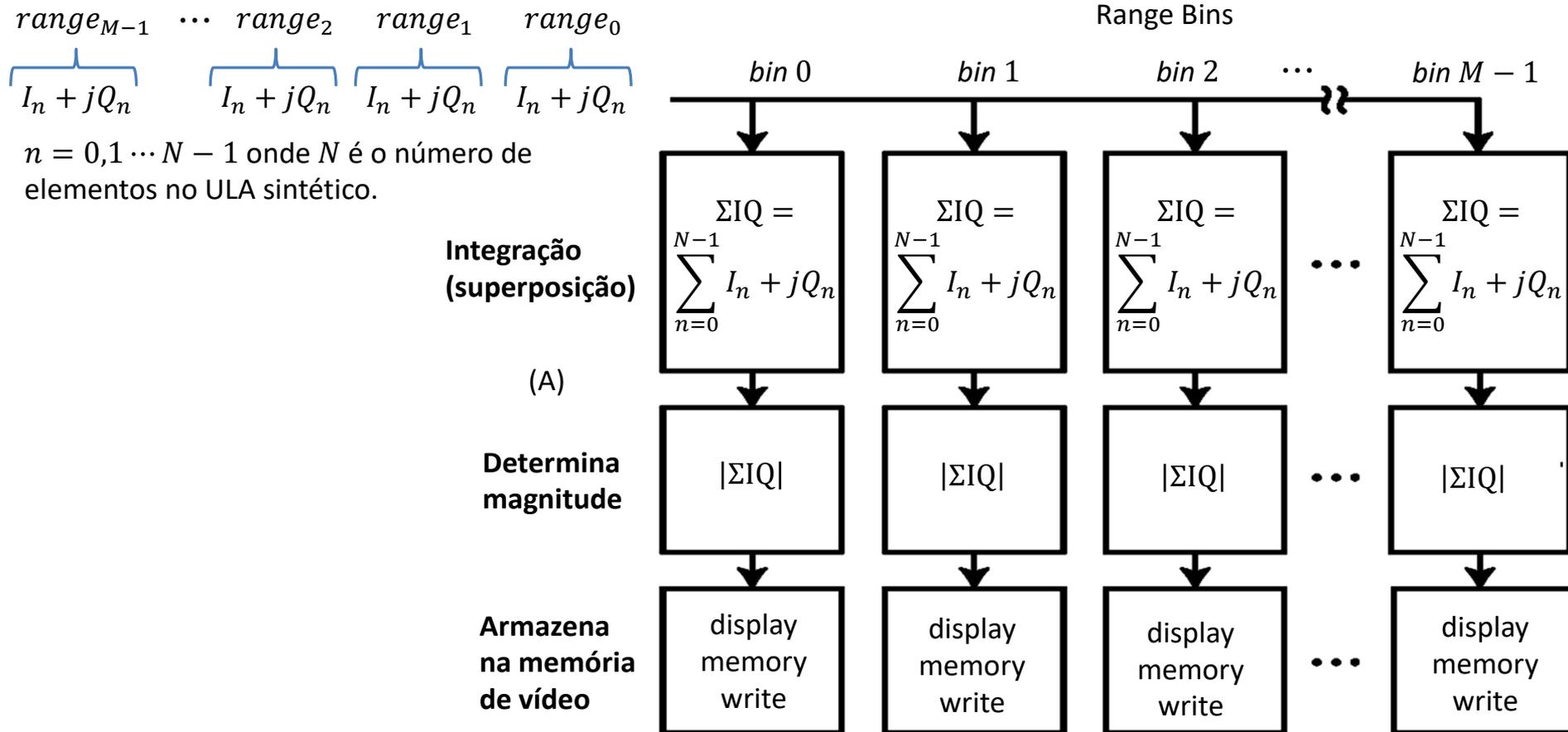
O conjunto de magnitudes $A = \sqrt{I^2 + Q^2}$ dos valores complexos dos símbolos $I + jQ = Ae^{j\theta}$ acumulados no conjunto de M bins associados aos respectivos ranges representa, portanto, as intensidades dos ecos da onda EM refletida em uma única linha de *resolution cells* abrangendo a faixa de 2 km (= *range swath*) do *strip* que está sendo imageado.

Conforme slide 56, a resolução *cross-track* desejada é $d_t = 15$ [m], sendo dada por $d_t = 0.5 c \text{ PWc}$, onde PWc é a largura do pulso já comprimido pelo processo de *pulse compression* (ver slide 71 do Cap I.3 e ver slides 11 a 16 do Cap III.1). Portanto, $\text{PWc} = d_t / (0.5 c) = 100.07$ [ns].

Portanto, no exemplo em análise, o número de *bins* na memória "Range Bins" é dado por $M = \lceil \text{Range Swath} / d_t \rceil = \lceil 2 \text{ [km]} / 15 \text{ [m]} \rceil = 134$, onde $\lceil \cdot \rceil$ é o operador que retorna o menor inteiro maior ou igual ao argumento.

Formação da imagem – SAR sem focalização

O diagrama em (A) abaixo resume o processo de superposição de valores IQ efetuado na memória "Range Bins", valores que são obtidos na saída do ADC do RX (conforme (A) no slide 6 e conforme (A) no slide 8). Importante reiterar que o processo de superposição de símbolos IQ efetuado na memória "Range Bins" é um processo de *beamforming*, conforme discutido nos slides 57 a 59. Note em (A) abaixo que os valores de magnitude armazenados na memória de vídeo (*display memory*) são normalizados para o intervalo [0, 255] de pixels em *grayscale*.



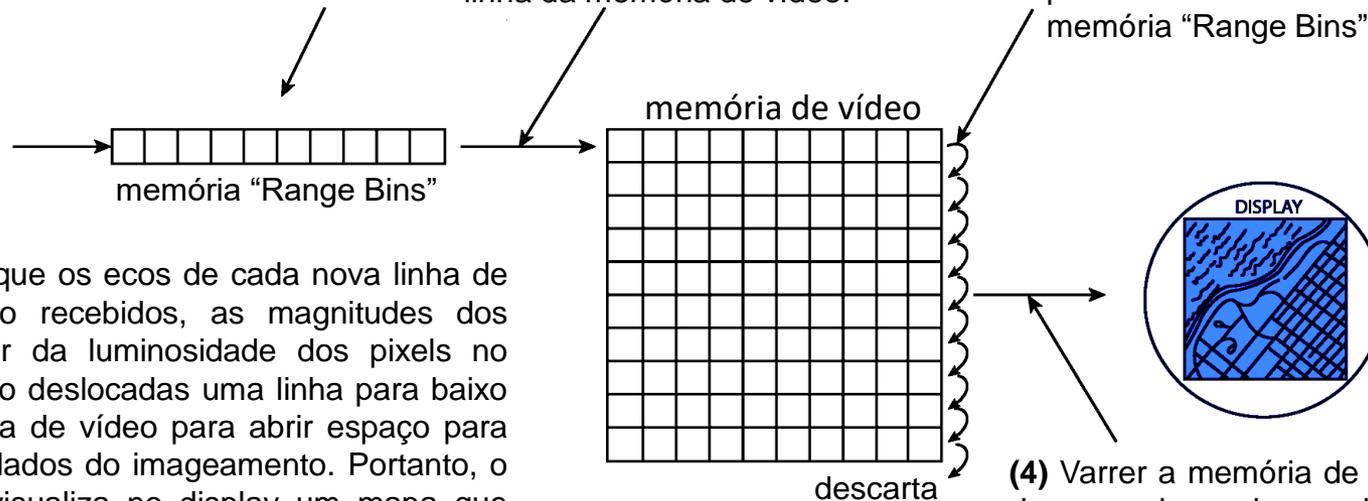
Formação da imagem – SAR sem focalização

Conforme descrito abaixo, a memória “Range Bins” é copiada para a 1ª linha da memória de vídeo ao término de cada processo de integração. O processador de sinal começa então a formação de uma nova abertura do ULA, cujo lobo permanece abrangendo o *strip* de 2 km de largura, mas está imediatamente à frente da linha de células que acabaram de ser imageadas.

(1) Integração (superposição) nos M bins da memória “Range Bins” dos valores IQ representativos dos ecos recebidos pelos N elementos do ULA sintético (ver slide anterior).

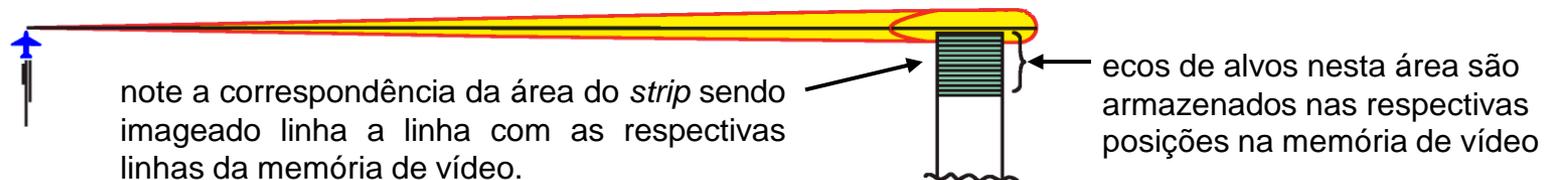
(2) Após a integração dos valores IQ dos N elementos do ULA e da determinação da magnitude resultante em cada *bin*, copiar a memória “Range Bins” para a 1ª linha da memória de vídeo.

(3) Ao final de cada processo de integração mover todas as linhas da memória de vídeo uma posição para baixo para dar espaço para a próxima linha a ser copiada da memória “Range Bins”.



À medida que os ecos de cada nova linha de células são recebidos, as magnitudes dos ecos (valor da luminosidade dos pixels no display) são deslocadas uma linha para baixo na memória de vídeo para abrir espaço para os novos dados do imageamento. Portanto, o operador visualiza no display um mapa que faz um *scroll* de cima para baixo em tempo real à medida que a aeronave avança na trajetória de vôo (como se o operador estivesse olhando pela janela da aeronave e vendo o solo passar).

(4) Varrer a memória de vídeo sob uma alta taxa de varredura de modo ao display mostrar continuamente o mapa das intensidades dos ecos recebidos. A luminosidade de cada pixel do display é proporcional à magnitude do eco armazenada na respectiva posição na memória de vídeo.

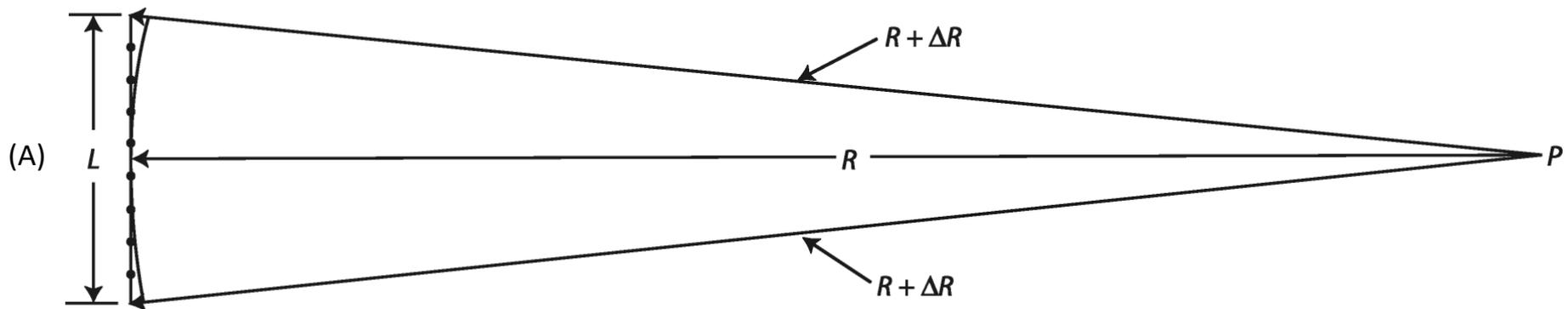


note a correspondência da área do *strip* sendo imageado linha a linha com as respectivas linhas da memória de vídeo.

Limitações do SAR sem focalização

O ULA sintético de um SAR sem focalização tem um comprimento L insignificante em relação ao *range* R do *swath* que está sendo imageado. Isso tem como consequência que as ondas EM re-irradiadas por um alvo no *swath* se propagam até os elementos do ULA sintético em trajetórias quase paralelas. No entanto, conforme discutido no slide 56, quanto menor for o comprimento L do ULA sintético pior será a resolução *along-track* $d_a = R\lambda/(2L)$, onde $\lambda = c/f$, sendo f a frequência de operação do SAR.

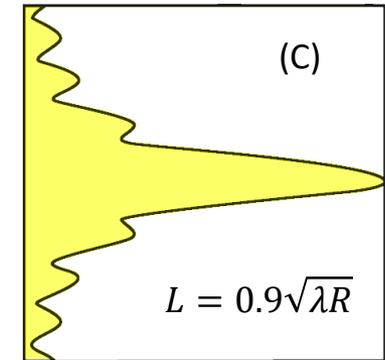
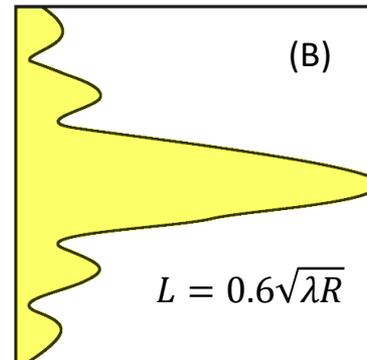
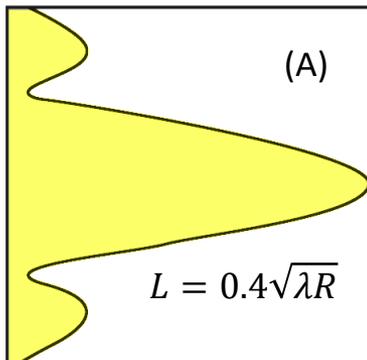
Importante notar que, se aumentarmos o tamanho L do ULA sintético para melhorar a resolução *along-track*, tornando L uma fração significativa do *range* R , resultará que as trajetórias de propagação da onda EM irão divergir ligeiramente em comprimento e ângulo porque a frente de onda da onda EM deixará de ser plana, tornando-se ligeiramente curva, conforme mostrado em (A) abaixo para um alvo refletor da onda EM localizado no ponto P . Lembre que a fase da onda EM aumenta 360° para cada avanço na distância percorrida ao longo de seu caminho de propagação correspondente a um comprimento de onda λ . Portanto, a diferença ΔR entre os caminhos de propagação das ondas EM re-irradiadas pelo alvo em P e que incidem uma no centro do ULA sintético e outra em uma das extremidades do ULA estabelece uma diferença de fase nos valores IQ na saída do ADC (ver slide 6) dadas por $\Delta\theta = 360^\circ 2\Delta R/\lambda$ (o fator 2 é consequência de a onda EM percorrer duas vezes a distância R – percorre uma vez quando é irradiada pelo ULA e percorre mais uma vez quando é refletida de volta pelo alvo em P).



Limitações do SAR sem focalização

Esta diferença de fase $\Delta\theta = 360^\circ 2\Delta R/\lambda$ fará com que a imagem armazenada na memória de vídeo (ver slide 62) perca contraste em seus detalhes se estes erros de fase não forem compensados. Embora o aumento do comprimento L do ULA sintético possa inicialmente melhorar a resolução de azimute (= *along-track resolution*) para um determinado range R , um ponto é logo alcançado além do qual qualquer aumento adicional no comprimento L apenas degrada o diagrama de radiação do ULA sintético devido aos erros de fase $\Delta\theta = 360^\circ 2\Delta R/\lambda$ se tornarem significativos. Isto ocorre porque o processo de superposição construtiva dos símbolos IQ efetuado na memória "Range Bins", que é um processo de *beamforming* (ver slide 57), perde a coerência de fase dos símbolos IQ em razão dos erros de fase $\Delta\theta$, e portanto, a maximização da soma dos símbolos IQ fica comprometida, conforme discutido no slide 58.

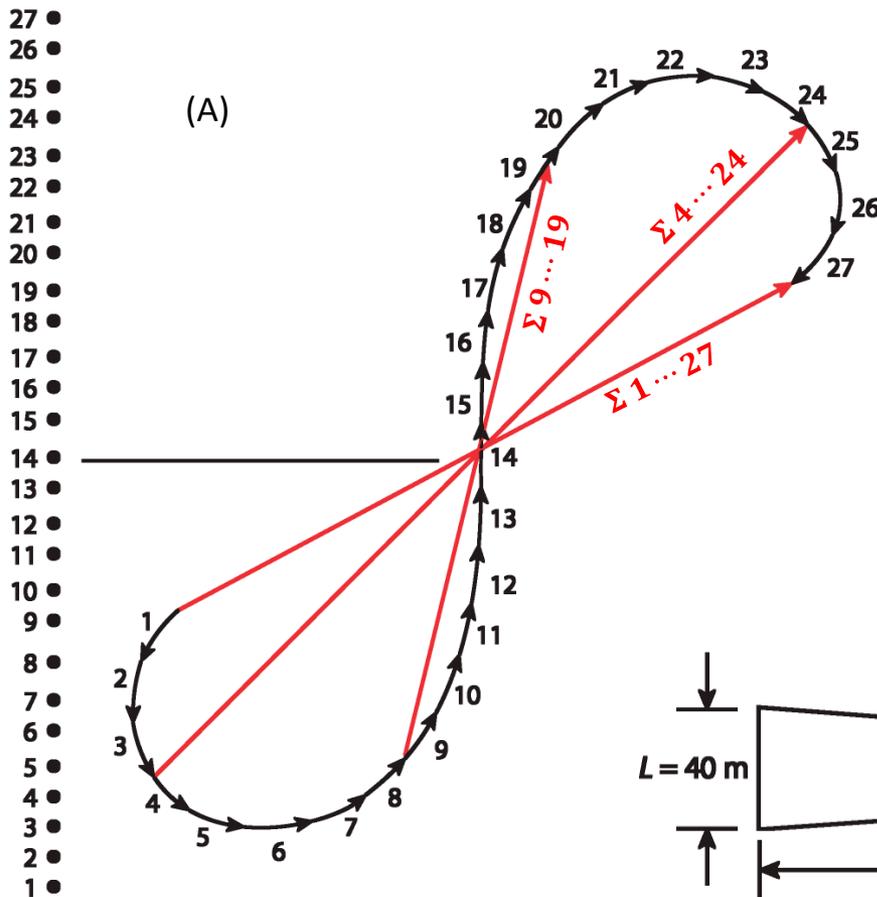
A degradação do diagrama de radiação do ULA sintético começa não só com um aumento gradual no ganho dos lobos laterais em relação ao lobo principal como também ocorre uma fusão dos lobos laterais de ordem inferior com o lobo principal, conforme mostrado em (A), (B) e (C) abaixo. Este efeito continua cada vez mais e é acompanhado por uma queda progressiva na taxa com que o ganho do lobo principal aumenta com o comprimento L .



Limitações do SAR sem focalização

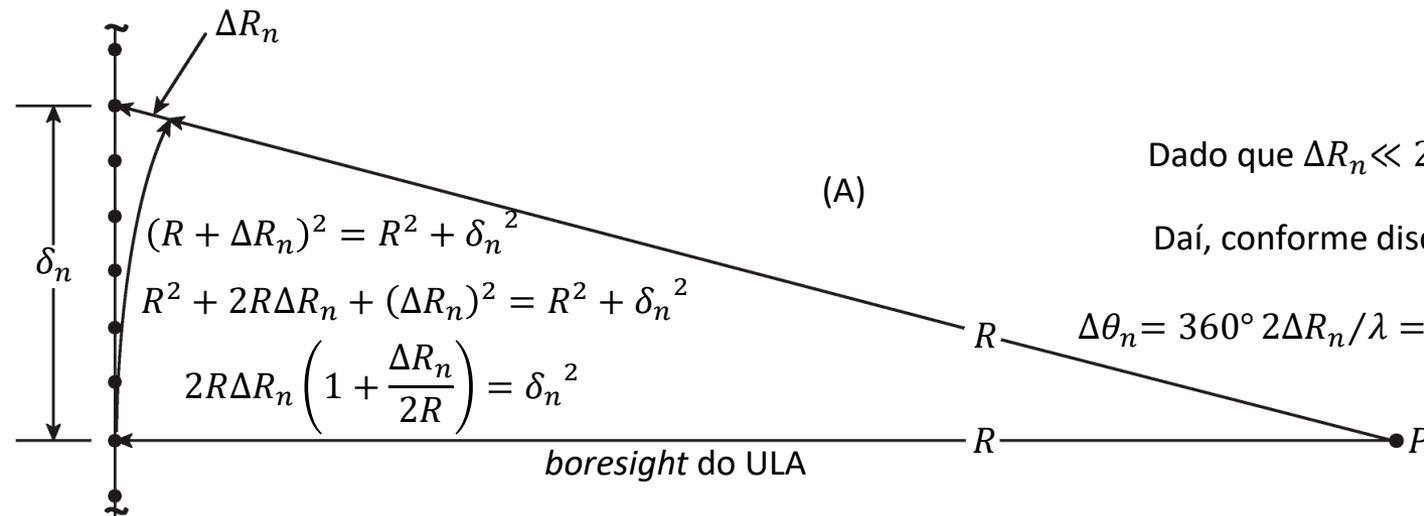
Em (A) abaixo é ilustrada a degradação do processo de *beamforming* decorrente da perda de coerência de fase dos valores IQ na superposição efetuada na memória "Range Bins", como consequência direta dos erros de fase $\Delta\theta$. Os fasores mostram os valores IQ representativos dos ecos recebidos pelos elementos individuais de um ULA sintético de $N = 27$ elementos e de tamanho $L = 40$ [m], ecos originados pela reflexão da onda EM em um ponto P situado na linha do *boresight* do ULA distante $R = 20$ [Km] do seu centro de fase. O comprimento de onda na frequência de operação é $\lambda = 3$ [cm]. A fase do eco recebido pelo elemento 14 é tomada como referência porque o elemento 14 está posicionado no centro de fase do ULA. O ganho na direção do lobo principal (*boresight*) do diagrama de radiação corresponde à soma dos fasores resultante da Integração nos "Range Bins".

As fases das ondas EM (ecos) recebidas pelos elementos centrais 9 a 19 estão tão próximas entre si que sua soma é virtualmente não degradada pelos erros de fase $\Delta\theta$ e a superposição dos valores IQ efetuado na memória "Range Bins" é quase 100% eficaz. No entanto, as fases dos ecos recebidos por elementos afastados do centro de fase são cada vez mais giradas de $\Delta\theta$ em proporção ao afastamento do centro ($\Delta\theta = 360^\circ 2\Delta R/\lambda$). Os ecos recebidos pelos elementos 4 e 24 estão quase 90° defasados em relação a fase da soma dos ecos recebidos pelos elementos próximos ao centro e, portanto, contribuem de forma insignificante para a soma coerente. A fase dos ecos recebidos pelos elementos 1, 2 e 3 e 25, 26 e 27 resulta em interferência destrutiva que diminuirá a soma resultante. Portanto, o ganho do ULA sintético será maximizado pelo processo de *beamforming* efetuado pela superposição dos símbolos IQ na memória "Range Bins" se o ULA tiver apenas 21 elementos (elementos 4 a 24).



SAR com focalização

A limitação no comprimento L do ULA sintético sem focalização discutida nos slides anteriores pode ser minimizada se digitalmente for compensado o erro de fase $\Delta\theta$ da onda EM recebida por cada elemento do ULA. Isso permite que o tamanho L seja aumentado em proporção ao *range* R de modo que virtualmente a mesma resolução de azimute (*along-track resolution*) possa ser obtida em qualquer *range* R desejado. Para efeito de focalização da imagem, a compensação a ser aplicada à fase dos valores IQ correspondentes aos ecos recebidos pelo n -ésimo elemento do ULA sintético é $-\Delta\theta_n$, onde $\Delta\theta_n$ é determinado em (A) abaixo. Importante notar que a variável θ é um ângulo elétrico, associado à fase dos valores IQ (não confundir com o ângulo geométrico θ do sistema de coordenadas esférico).



Dado que $\Delta R_n \ll 2R$, então $\Delta R_n = \frac{\delta_n^2}{2R}$

Daí, conforme discutimos no slide 63:

$$\Delta\theta_n = 360^\circ \frac{2\Delta R_n}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} 2 \left(\frac{\delta_n^2}{2R}\right) = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{\delta_n^2}{R}\right) [\text{rad}]$$

SAR com focalização

Para simplificar a descrição passo a passo que segue e que resume a formação da imagem em um SAR com focalização, vamos supor que a resolução *along-track* $d_a = R\lambda/(2L)$ é aproximadamente igual ao espaçamento entre os elementos do ULA sintético:

(1) Inserir em cada *bin* na 1ª linha da memória “Range Bins” os valores IQ que representam amplitude e fase dos ecos recebidos em cada *range*, em um processo conforme a formação da matriz de correlação $\Psi[m][n]$ no slide 7.

(2) Quando os valores IQ representativos dos ecos de maior *range* tiverem sido inseridos na 1ª linha, *shiftar* todas as linhas para uma posição abaixo na memória “Range Bins”.

O número M de *bins* na memória “Range Bins” (número de colunas da memória) é dado pela razão entre a largura do *swath* que está sendo imageado (*range swath*) e a resolução *cross-track*. Ver slide 60.

memória “Range Bins” c/ $M=8$ bins



(4) Focalização (*Azimuth Compression*): Focalizar o ULA girando do ângulo $-\Delta\theta_n$ cada n -ésimo IQ lido de cada coluna da memória Range Bin e armazenar o módulo da soma ΣIQ na respectiva coluna na memória de vídeo. Cada linha da memória de vídeo é formada a cada vez que o *Azimuth Compression* é aplicado às colunas da memória Range Bin.

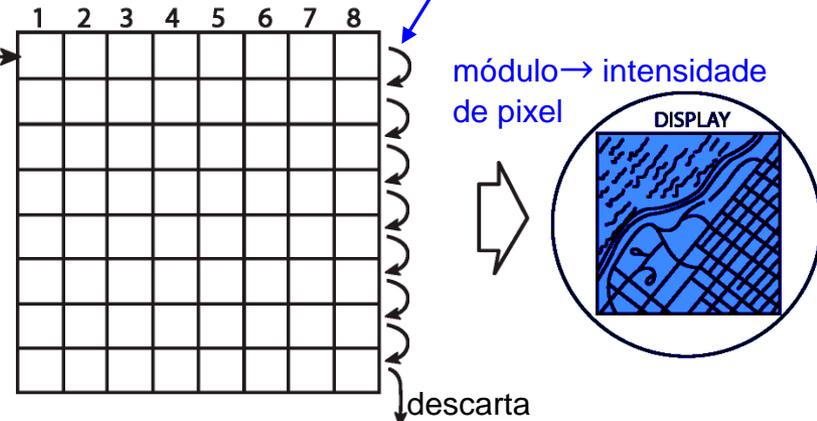
(5) Quando a última posição na 1ª linha da memória de vídeo for preenchida, *shiftar* todas as linhas para uma posição abaixo na memória.

(3) Cada n -ésima vez que o ULA sintético do RX avança uma distância $d_a = R\lambda/(2L)$ (resolução *along-track* slide 56) e um novo pulso é transmitido pelo *phased-array*, os ecos do pulso são identificados pela correlação $\Psi(\tau)$ (slide 6) e gravados na respectiva n -ésima linha da memória “Range Bins”. A seguir, os IQs em cada coluna da memória “Range Bins” são sequencialmente lidos e submetidos à focalização descrita em (4).

$$\sum_{n=0}^{N-1} \Sigma IQ = \sum_{n=0}^{N-1} (I_n + jQ_n) e^{-j\Delta\theta_n}$$

Cada coluna na memória “Range Bins” é um “bin” para o respectivo *range*. Cada n -ésima linha na memória “Range Bins” contém os ecos recebidos do n -ésimo elemento do ULA sintético de N elementos.

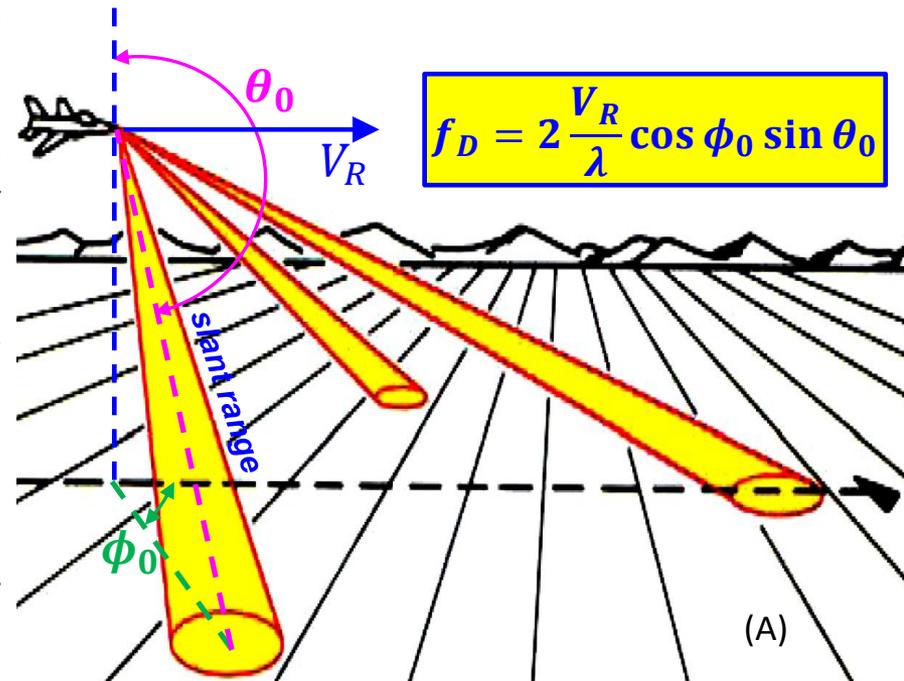
memória de vídeo



SAR – Processamento Doppler

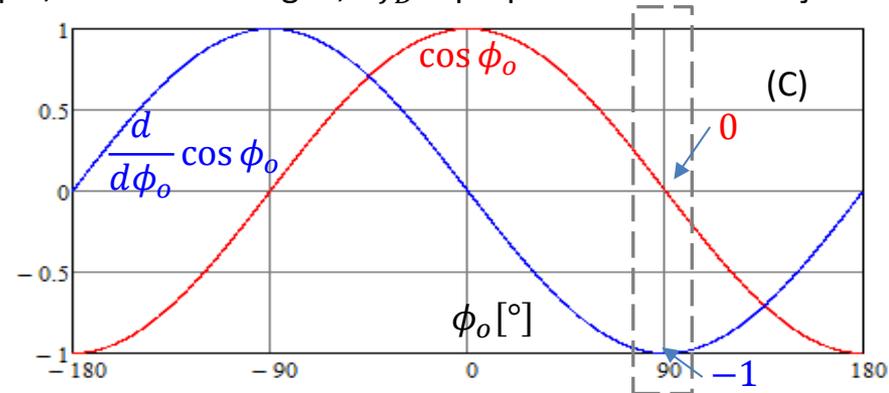
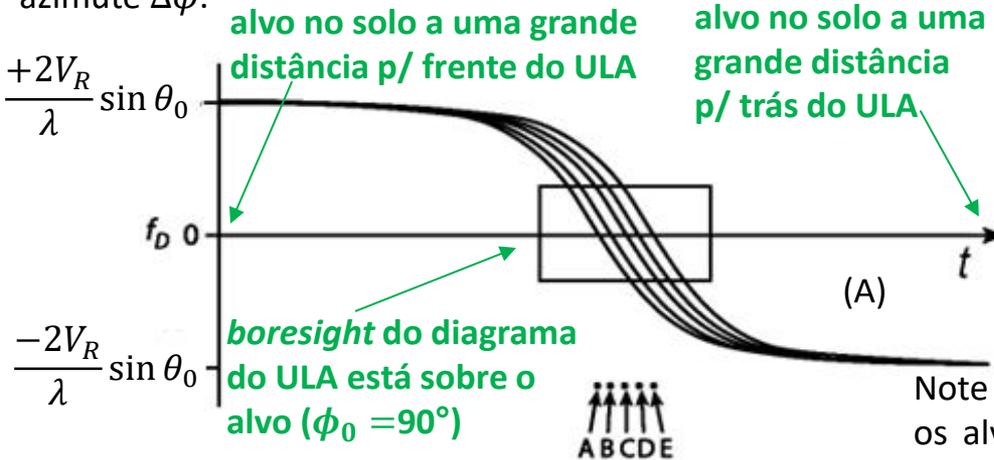
Se o comprimento L do ULA sintético for muito longo, uma quantidade significativa de memória e de operações computacionais é necessária para o processamento de focalização realizado linha a linha discutido no slide anterior. No processamento linha a linha, o RX deve realizar a correção de fase $-\Delta\theta_n$ cada vez que o *phased-array* irradia um pulso, e deve recorrentemente refazer a correção e somar os IQs para cada novo eco que for recebido ao longo de toda abertura L . Existem técnicas alternativas ao processamento linha a linha baseadas no processamento do desvio Doppler dos ecos, e que resultam em menor complexidade computacional (ver, por exemplo <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/ASARRDP.pdf>). Uma das técnicas alternativas é conforme segue. Vimos no slide 3 a expressão $f_D = 2 \frac{V_R}{\lambda} \cos \phi_0 \sin \theta_0$ (reproduzida em (A) abaixo) p/ o desvio Doppler f_D medido na frequência da onda EM refletida em um alvo no solo para um *slant range* angularmente posicionado em (θ_0, ϕ_0) . Quando o alvo está a uma grande distância à frente ($\theta_0 = 90^\circ$ e $\phi_0 = 0^\circ$), o desvio Doppler tende à $f_D \rightarrow 2 \frac{V_R}{\lambda}$. Quando o alvo está a uma grande distância para trás ($\theta_0 = 90^\circ$ e $\phi_0 = 180^\circ$), o desvio Doppler tende à $f_D \rightarrow -2 \frac{V_R}{\lambda}$. No caso de um SAR, o lobo principal do ULA sintético é direcionado pelo *phased-array* para o solo sob um ângulo θ_0 e em um ângulo ϕ_0 ortogonal à direção de navegação, i.e., $\phi_0 = 90^\circ$.

Conforme mostrado em (A) no próximo slide, quando o diagrama de radiação do ULA sintético direcionado p/ o solo sob um ângulo θ_0 se aproxima de um alvo no solo que inicialmente está a uma grande distância à frente ($\phi_0 = 0^\circ$) da aeronave em movimento, a frequência Doppler f_D dos ecos do alvo é $f_D = 2 \frac{V_R}{\lambda} \sin \theta_0$. Daí diminui até $f_D = 0$ quando o *boresight* do lobo principal do diagrama do ULA está sobre o alvo ($\phi_0 = 90^\circ$). A partir deste ponto, quando o ULA já passou pelo alvo, a frequência Doppler f_D dos ecos continua diminuindo até o diagrama de radiação do ULA captar ecos do alvo agora a uma grande distância para trás da aeronave, quando $\phi_0 = 180^\circ$, e, portanto, $f_D = -2 \frac{V_R}{\lambda} \sin \theta_0$. Note que, como o lobo principal do ULA sintético tem um HPBW estreito, ao longo da trajetória do ULA o alvo estará no interior do lobo principal do ULA para uma diminuta variação azimutal $\Delta\phi$ em torno do azimute $\phi_0 = 90^\circ$ (ver (A) no slide 55).

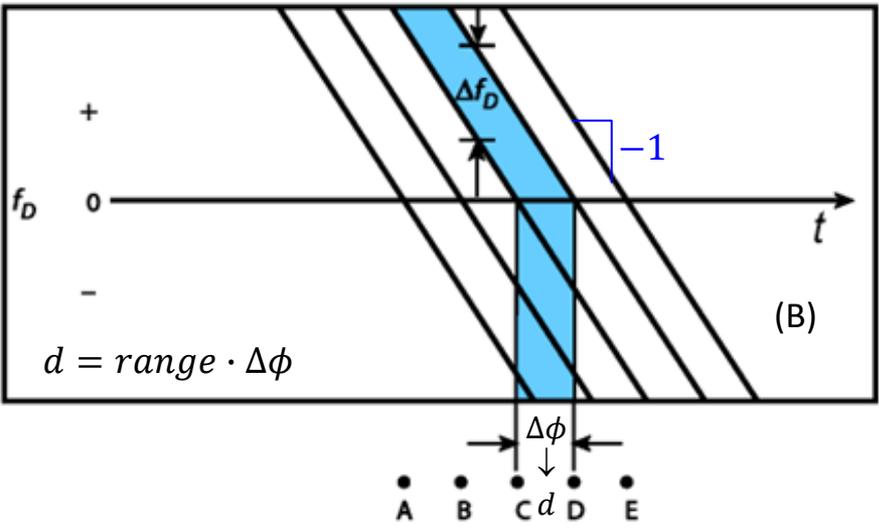


SAR – Processamento Doppler

A ideia básica desta técnica é que a diferença $\Delta f_D = f_{D_C} - f_{D_D}$ entre os desvios Doppler f_{D_C} e f_{D_D} dos ecos de dois alvos C e D separados de uma distância d na direção da trajetória de vôo (= *along-track*), conforme (A) e (B) abaixo, corresponde à diferença de azimute $\Delta\phi = \phi_C - \phi_D$ entre a direção de propagação das ondas EM refletidas nos alvos C e D, conforme curvas de desvios Doppler $f_D \times t$ mostrado em (A) abaixo para $\phi_0 = 90^\circ$. Note que a distância d entre dois alvos adjacentes é dada por $d = range \cdot \Delta\phi$, o que determina a localização relativa dos alvos A,B,C, D e E mostrados em (A) abaixo a partir da diferença de desvio Doppler Δf_D dos ecos de cada alvo, dado que, conforme a seguir, Δf_D é proporcional à diferença de azimute $\Delta\phi$.

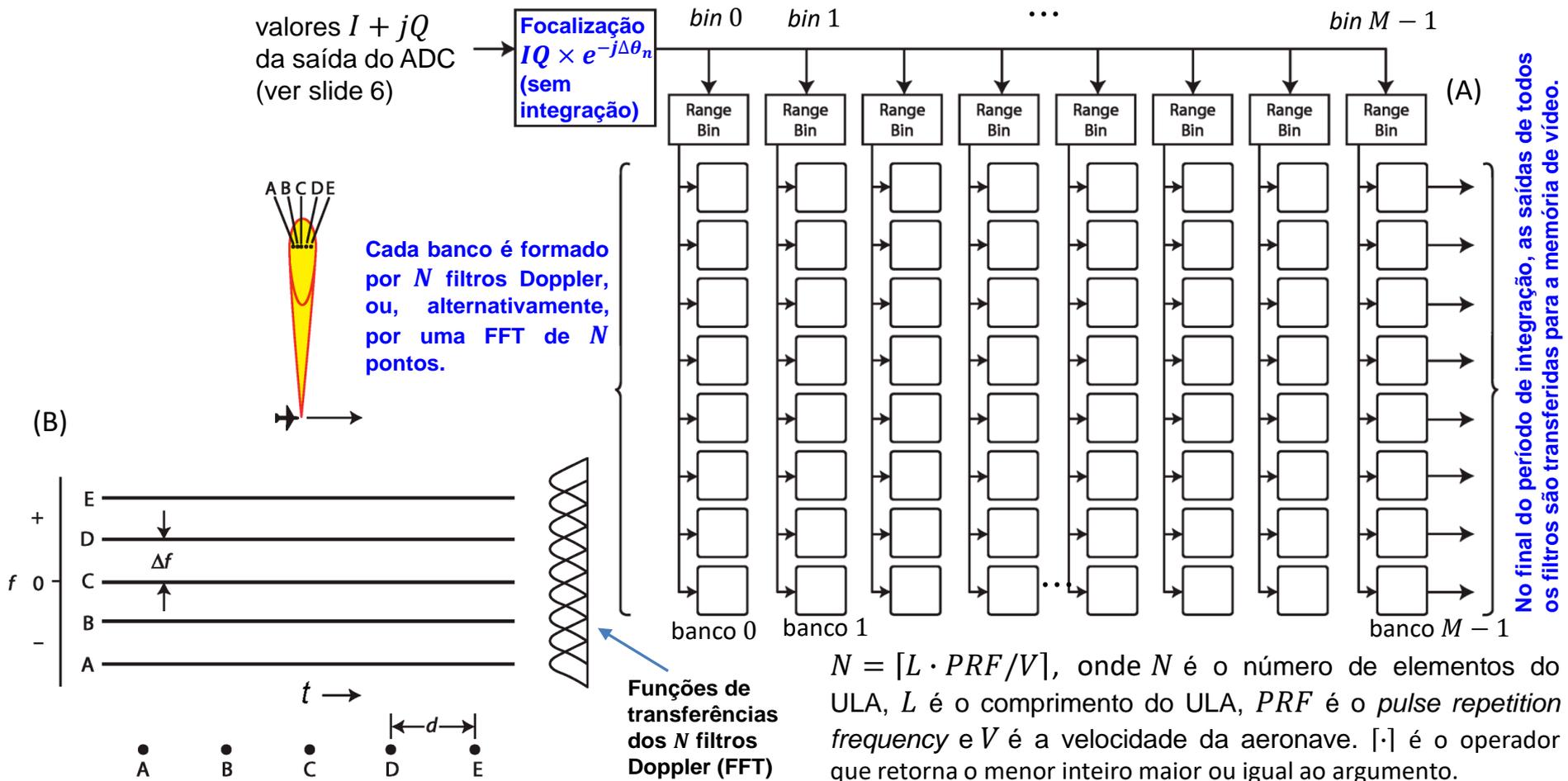


Note em (A) que quando a curva do desvio Doppler $f_D \times t$ para os alvos A–E resulta $f_D = 0$ significa que o *boresight* do lobo principal do ULA sintético está sobre o alvo, situação em que $\phi_0 = 90^\circ$. Como cada curva $f_D \times t$ respectiva a cada alvo é uma reta de declividade -1 p/ $\phi_0 = 90^\circ$, conforme (B) e (C), então há uma relação de proporcionalidade entre Δf_D e a distância $d[m] = range[m] \cdot \Delta\phi[rad]$. Para converter esta relação de proporcionalidade em uma equação, aplicamos a expressão da diferença Δf_D entre os desvios Dopplers de dois pontos no solo próximos entre si dada por $\Delta f_D = \frac{2V_R \Delta\phi f}{c}$, onde $c = 2.9979246 \times 10^8 m/s$ é a velocidade de propagação da onda EM irradiada pelo *phased-array* do SAR e $f[Hz]$ é a frequência de operação do SAR. Ver Fig. 34-21 na página 487 de <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/IARAD.pdf>.



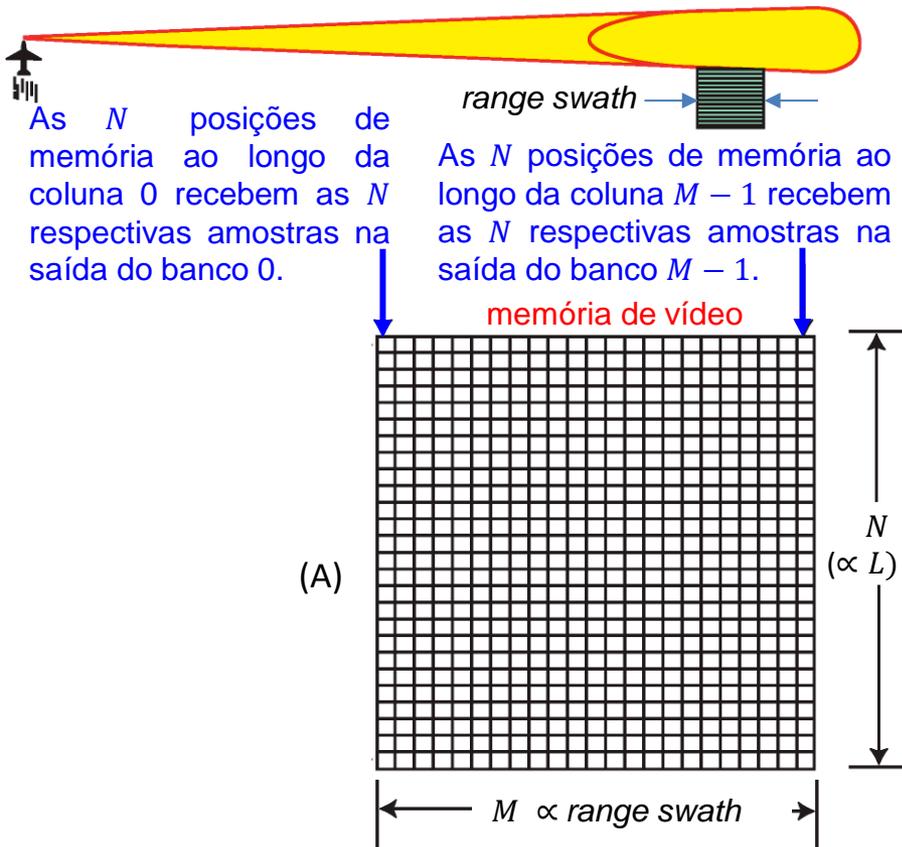
SAR – Processamento Doppler

O diagrama em (A) abaixo representa o processamento Doppler efetuado no âmbito da técnica de determinar a posição dos alvos a partir da diferença entre os desvios Doppler dos ecos de dois alvos separados de uma distância d na direção da trajetória de vôo, conforme discutido no slide anterior. O primeiro passo é efetuar a correção da variação da fase nos IQs representativos dos ecos recebidos de cada pulso, de modo a remover a inclinação linear (rampa) nas curvas de desvios Doppler $f_D \times t$, convertendo o eco de cada ponto refletor (alvo) no solo em uma frequência Doppler constante, conforme mostrado em (B). **Cada frequência f_D em (B) corresponde ao ângulo de azimute ϕ_0 do ponto refletor visto do centro de fase do ULA sintético, e portanto, corresponde a uma distância *along-track* em relação ao centro de fase do ULA.**



SAR – Processamento Doppler

Conforme diagrama em (A) no slide anterior, cada vez que a aeronave percorre uma distância igual ao comprimento L do ULA sintético, os IQs representativos dos ecos recebidos de cada pulso tem a sua variação de fase corrigida em cada um dos M *range bins* e são aplicados a um conjunto de M respectivos bancos de filtros Doppler, sendo M proporcional a largura de *range* do *swath* sendo imageado (*range swath* – ver (A) abaixo). Assim, para cada comprimento L que a aeronave percorre, M bancos de filtros Doppler são formados para os respectivos M *range bins*. O tempo de integração para os filtros Doppler é o tempo que a aeronave leva para percorrer o comprimento L do ULA sintético. Quanto maior for L , mais estreita será a banda de passagem da função de transferência dos filtros no banco (ver (B) no slide anterior), maior será a resolução de azimute (= *along-track resolution*) e maior será o número $N = \lceil L \cdot PRF/V \rceil$ de filtros por banco (=maior será o número de pontos N da FFT) necessários para abranger uma dada banda de frequências Doppler.

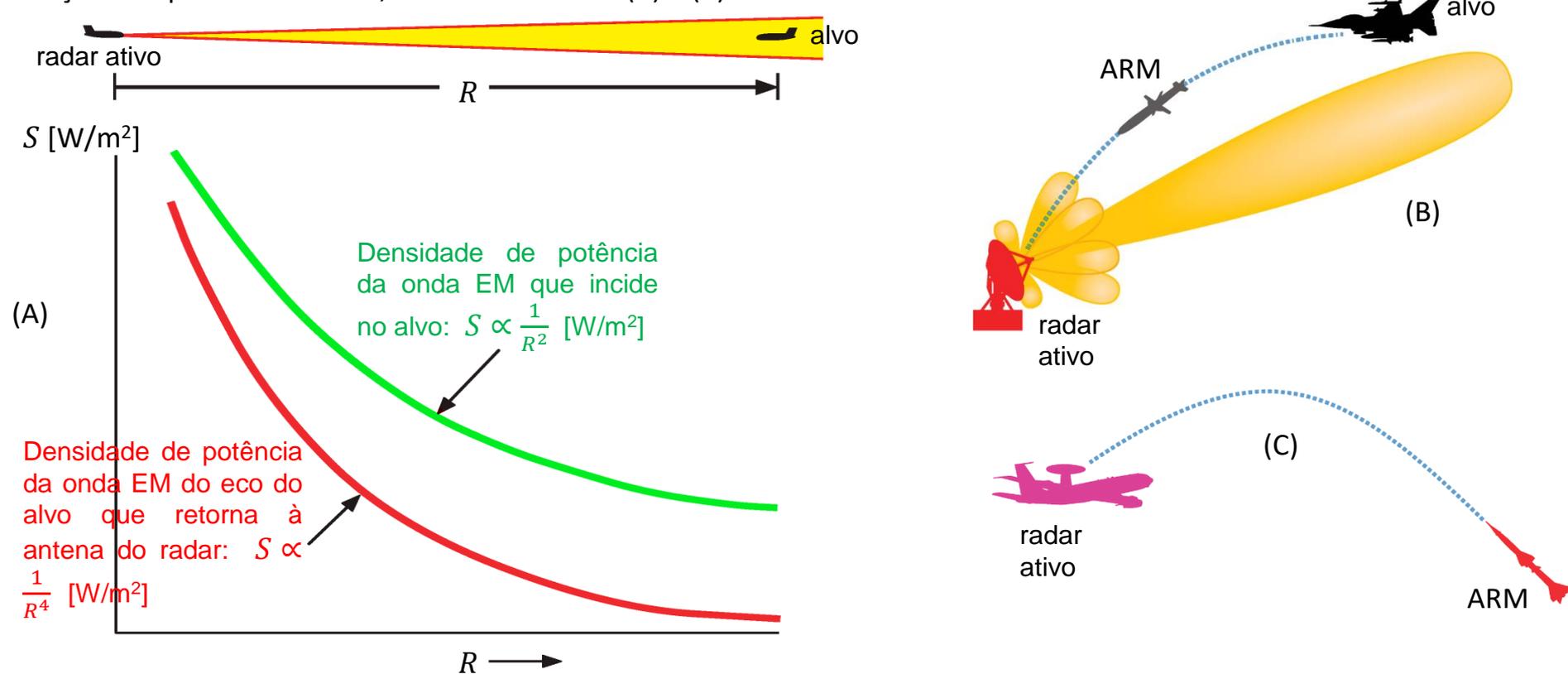


Uma vez que as frequências a serem filtradas são relativamente constantes ao longo do tempo de integração e são uniformemente espaçadas (para pontos uniformemente espaçados no solo), uma transformada rápida de Fourier (FFT) de N pontos pode ser usada em substituição a cada banco de N filtros Doppler, reduzindo significativamente a complexidade computacional. Os bancos de filtros são formados ao final do período de integração, ou seja, após a aeronave percorrer todo o comprimento L do ULA sintético. As N saídas de cada banco de filtros representam os ecos de uma única coluna de *resolution cells* no mesmo *range* – o *range* do *range bin* para o qual o banco foi formado, conforme (A) ao lado. E cada uma das N saídas representa uma frequência Doppler que corresponde à distância *along-track* do alvo em relação ao centro de fase do ULA. As saídas de todos os bancos de filtros, portanto, podem ser transferidas como um único bloco, diretamente para as respectivas posições na memória de vídeo. O *phased-array*, enquanto isso, percorreu outro comprimento L do ULA sintético, e o sistema armazena assim os dados necessários para formar o próximo conjunto de bancos de filtros, e o processo é repetido.

Note, portanto, que no processamento linha por linha discutido anteriormente, cada vez que o radar avança uma célula de resolução de azimute d_a (*along-track resolution* ver slide 56), uma nova linha é sintetizada na memória de vídeo. Por outro lado, no processamento Doppler, cada vez que o radar avança um comprimento L do ULA sintético, a totalidade da memória de vídeo é sintetizada.

Radar LPI (Low Probability of Intercept)

A antena do radar irradia uma onda EM cuja densidade de potência S [W/m^2] (magnitude do vetor de Poynting) é atenuada de um fator $1/R^2$ ao se propagar até o alvo, sendo R o *range* do alvo. De mesma forma, o alvo re-irradia a onda EM que nele incide cuja densidade de potência é atenuada de um fator $1/R^2$ ao se propagar de volta até a antena do radar. Portanto, a densidade de potência da onda EM irradiada pela antena é atenuada de um fator $1/R^4$ no trajeto antena→alvo→antena, conforme mostrado em (A) abaixo. Conseqüentemente, a partir de um determinado *range* R , a atenuação da onda EM com a distância é tal que o sinal do radar é detectável pelo sistema de ES (*Electronic Support*) do alvo, mas o eco do alvo não tem intensidade suficiente para ser detectado pelo radar. E esta é uma situação letal para o radar ativo, porque o alvo pode lançar um míssil ARM (https://en.wikipedia.org/wiki/Anti-radiation_missile) na direção do radar, que será destruído porque o míssil ARM é guiado pelo sinal do próprio radar e o RCS (*radar cross section* – ver slide 10) do ARM é indetectável exceto quando este estiver muito próximo do radar – quando será tarde demais para qualquer reação do operador do radar, conforme mostra (B) e (C).



Radar LPI (*Low Probability of Intercept*)

Para superar essa desvantagem tática, um conjunto de ações/recomendações foi desenvolvida e que minimizam a probabilidade de a onda EM irradiada pelo radar ativo ser interceptada pelo alvo:

- Maximizar a capacidade do radar de integrar de forma coerente os ecos do alvo (adotar radares pulse-Doppler, portanto), aumentando o intervalo de correlação do sinal recebido (ver discussão no slide 7), maximizando assim a capacidade de detecção do alvo mesmo quando o *range* do alvo é longo e o sinal do eco do alvo é mínimo.
- Reduzir adaptativamente a potência de pico transmitida ao mínimo necessário para efeito de detecção do alvo (ajustando conjuntamente o *duty-cycle*), de modo a reduzir a probabilidade que o RX dos sistema de ES do alvo intercepte o sinal do radar.
- Espalhar a potência da onda EM irradiada pelo radar por uma ampla banda de frequências de modo a maximizar as chances de o sinal do radar ser confundido com o *background noise* (ruído de fundo), minimizando a probabilidade de interceptação pelo sistema de ES (*Electronic Support*) do inimigo.
- Ligar o TX do radar apenas quando for absolutamente necessário, e, simultaneamente, na medida que as condições operacionais permitirem, complementar os dados do radar com dados do alvo obtidos de infravermelho e outros sensores passivos e fontes externas.
- Utilizar radares AESA (ver slides 17 a 24) em que o lobo principal do *phased-array* agilmente varre o plano de azimute e o plano de elevação, maximizando o ganho do lobo principal apenas nos instantes de recepção mas reduzindo a potência irradiada na transmissão de modo a dificultar a interceptação do sinal pelo inimigo. Alternativamente, utilizar múltiplos lobos principais, cada lobo irradiando uma onda EM em uma particular frequência, a qual é aleatoriamente alterada ao longo da operação.

Em geral, não é eficaz adotar apenas uma das referidas ações/recomendações, mas sim, é necessário adotar uma combinação simultânea destas (e eventualmente outras) técnicas LPI para que o radar possa detectar e rastrear alvos sem que seu sinal seja interceptado pelo inimigo, de modo a operar sob o paradigma “ver sem ser visto”.

De todas as técnicas LPI, o espalhamento espectral do sinal do radar é, talvez, a técnica mais eficaz e simultaneamente consentânea à operação do radar. Esta técnica LPI é basicamente similar à técnica *spread-spectrum* discutida no Cap I.3, com a vantagem de que as sequências PN do *spreading code* no TX podem ser utilizadas na compressão de pulso no RX do radar através da detecção por *matched-filter*. Ver, por exemplo, a redução da largura do símbolo IQ na detecção efetuada por *matched-filter* na solução do item "f" do Exemplo 10 no slide 88 do Cap I.3, em que cada símbolo IQ de 31 amostras tem sua largura reduzida para 1 amostra.

Radar LPI (*Low Probability of Intercept*)

Um radar LPI que irradie um sinal espectralmente espalhado através de um *spreading code* gerado por uma sequência PN terá uma densidade espectral abaixo da densidade espectral do *background noise* (ruído de fundo) se a potência irradiada for reduzida a níveis adequados. Portanto, a menos que o *spreading code* seja conhecido, um sistema ES (*Electronic Support*) inimigo dificilmente conseguirá sequer perceber que em uma determinada banda do espectro eletromagnético há um sinal de radar sendo transmitido, porque o espectro do sinal do radar se confunde com o espectro do *background noise*.

No entanto, a largura de banda $B = 1/PW$ do sinal irradiado pelo radar (também chamada de largura de banda instantânea) dever ser tal que o *range resolution* $R_{res} = 0.5 c PW/\rho$ seja coerente com o tamanho do alvo a ser detectado, onde c é a velocidade de propagação da luz, B é a largura de banda do sinal durante o intervalo de processamento coerente (correlação) no RX (que é dado pela largura PW do pulso irradiado pelo TX) e ρ é o fator de compressão de pulso no RX (ver slide 11, slide 22 do Cap I.2 e slide 71 do Cap I.3). Isso significa que um sistema de radar não pode usar uma largura de banda B arbitrariamente ampla, tendo que atender a banda requerida pelo tipo de missão conforme exemplificado na tabela abaixo, ao contrário dos sistemas de comunicação *spread-spectrum* estudados no Cap I.3, que não têm esta limitação da banda operacional.

Missão:	Range resolution R_{res} requerida [m]:	Banda $B = 0.5 c/R_{res}$ requerida ($\rho/\rho = 1$) [MHz]:
Contagem de aeronaves (caças) em formação de ataque	30	5
Contagem de aeronaves (maiores que caças) em formação de ataque	60	2.5
Deteção de lançamento de míssil ar-ar	15	10
Imageamento de navios, veículos e aeronaves	0.5 a 1	150 a 300
Imageamento de alta resolução	0.15	1000

Radar LPI (*Low Probability of Intercept*)

Por exemplo, assumindo $B = 1$ [GHz], o radar terá um *range resolution* $R_{res} = 0.5 c/B = 15$ [cm]. Isso significa que os ecos do alvo podem ser resolvidos em incrementos de *range* de 15 [cm], que é a largura ΔR na direção radial do *resolution cell* (ver slide 11). Para um alvo com 75 [m] de extensão, os ecos são gerados ao longo de $75[m]/0.15[m] = 500$ *resolution cells*. Isto equivale a cada *resolution cell* re-irradiar o respectivo eco, que, por serem ondas EM, interferem-se entre si. Dependendo do ângulo da superfície que re-irradia cada onda EM, as 500 ondas EM re-irradiadas podem interferir-se destrutivamente entre si, reduzindo o RCS (ver slide 10) aparente do alvo, e, portanto, reduzindo a intensidade de sinal re-irradiado na direção do radar, o que pode levar à situação letal discutida no slide 72.

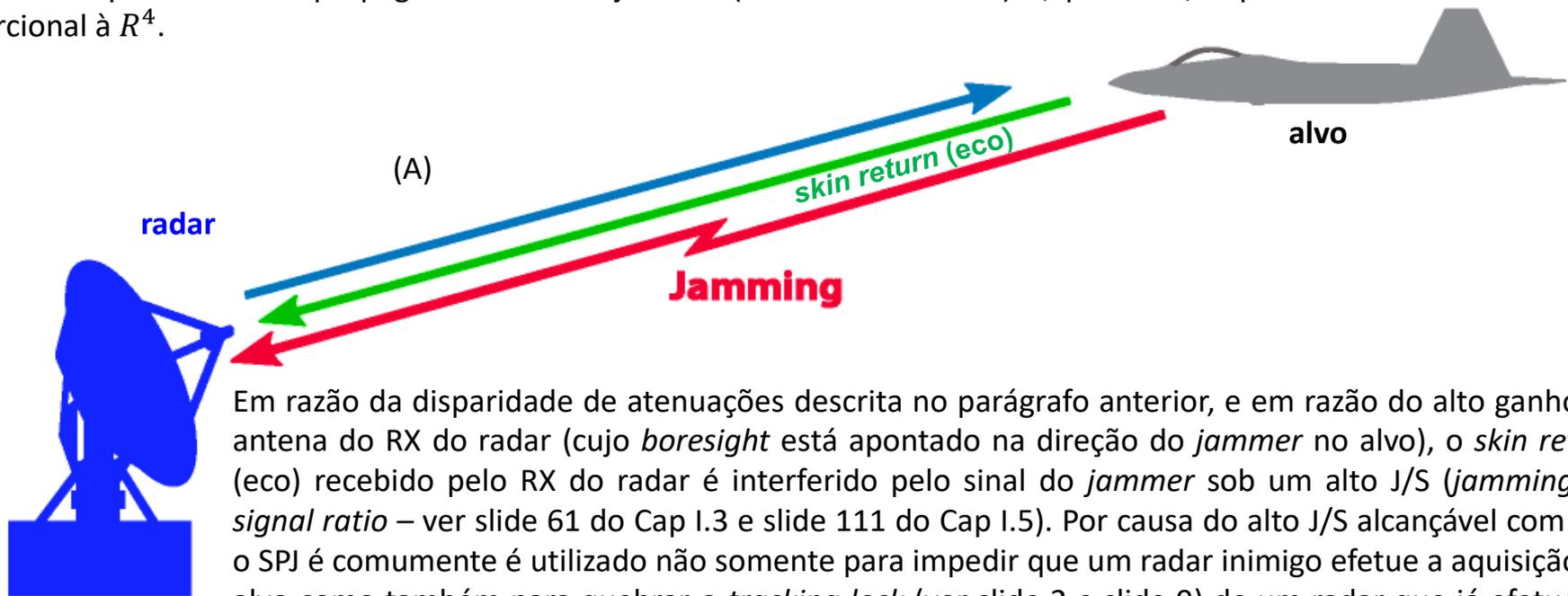
Pela razão referida no parágrafo anterior (e outras), radares adotam um *range resolution* coerente com o tamanho dos alvos envolvidos na sua missão. Nesse sentido, o sinal de um radar LPI não é exatamente um sinal *spread-spectrum*, dado que a banda B (e conseqüentemente o *processing gain* – ver slide 77 do Cap I.3) é determinada (e limitada) pelo *range resolution*.

Jamming de sinais de radar

No âmbito do *jamming* de sinais de radar, permanecem válidos os conceitos fundamentais que vimos no Cap I.5 para um cenário tático genérico, como o conceito de *jamming-to-signal ratio* J/S , a geometria do *jamming* e o tipo de *jamming* adequado a cada tipo de sinal. A atenuação da onda EM irradiada pelo *jammer* até o local do RX do radar que está sofrendo *jamming* é basicamente a atenuação em linha de visada, conforme discutido no slide 111 do Cap I.5. No entanto, no caso do *jamming* de sinais de radar, há inúmeras possibilidades para a geometria do *jamming*, dado que aeronaves voando em formação fazem parte da geometria.

Na geometria ***self-protecting jamming* (SPJ)**, conforme mostrado em (A) abaixo, o *jammer* está localizado na aeronave alvo. O radar irradia o pulso na direção do alvo e o eco (*skin return*) re-irradiado pelo RCS (*radar cross section* – ver slide 10) do alvo se propaga até a antena do RX do radar (que é a mesma antena do TX caso o radar seja monostático e não bistático).

Uma vez que a onda EM irradiada pelo *jammer* se propaga apenas na trajetória alvo→radar, a potência do sinal do *jammer* experimenta uma atenuação proporcional a R^2 ao se propagar até o radar, sendo R o *range* do alvo (ver slide 72). Já a onda EM irradiada pelo radar se propaga em duas trajetórias (radar→alvo→radar) e, portanto, experimenta uma atenuação proporcional à R^4 .

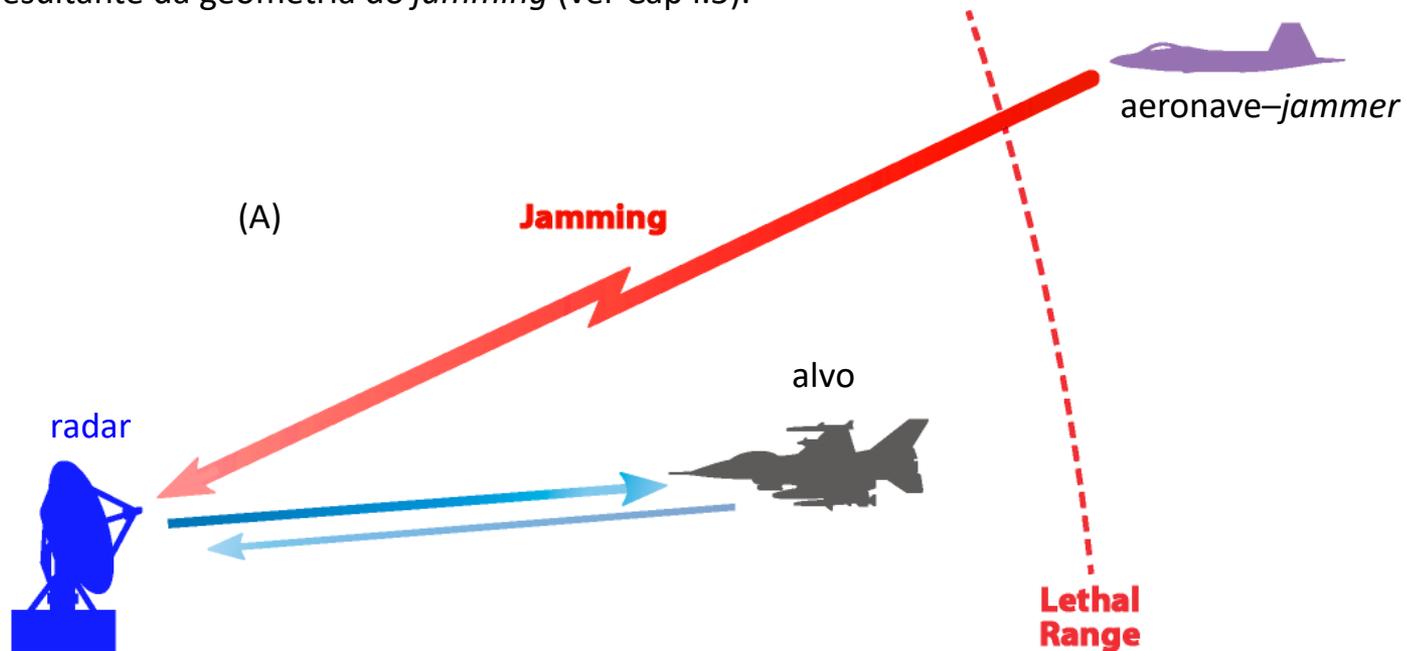


Em razão da disparidade de atenuações descrita no parágrafo anterior, e em razão do alto ganho da antena do RX do radar (cujo *boresight* está apontado na direção do *jammer* no alvo), o *skin return* (eco) recebido pelo RX do radar é interferido pelo sinal do *jammer* sob um alto J/S (*jamming-to-signal ratio* – ver slide 61 do Cap I.3 e slide 111 do Cap I.5). Por causa do alto J/S alcançável com SPJ, o SPJ é comumente utilizado não somente para impedir que um radar inimigo efetue a aquisição do alvo como também para quebrar o *tracking lock* (ver slide 2 e slide 9) de um radar que já efetuou a aquisição e está rastreando o alvo.

Jamming de sinais de radar

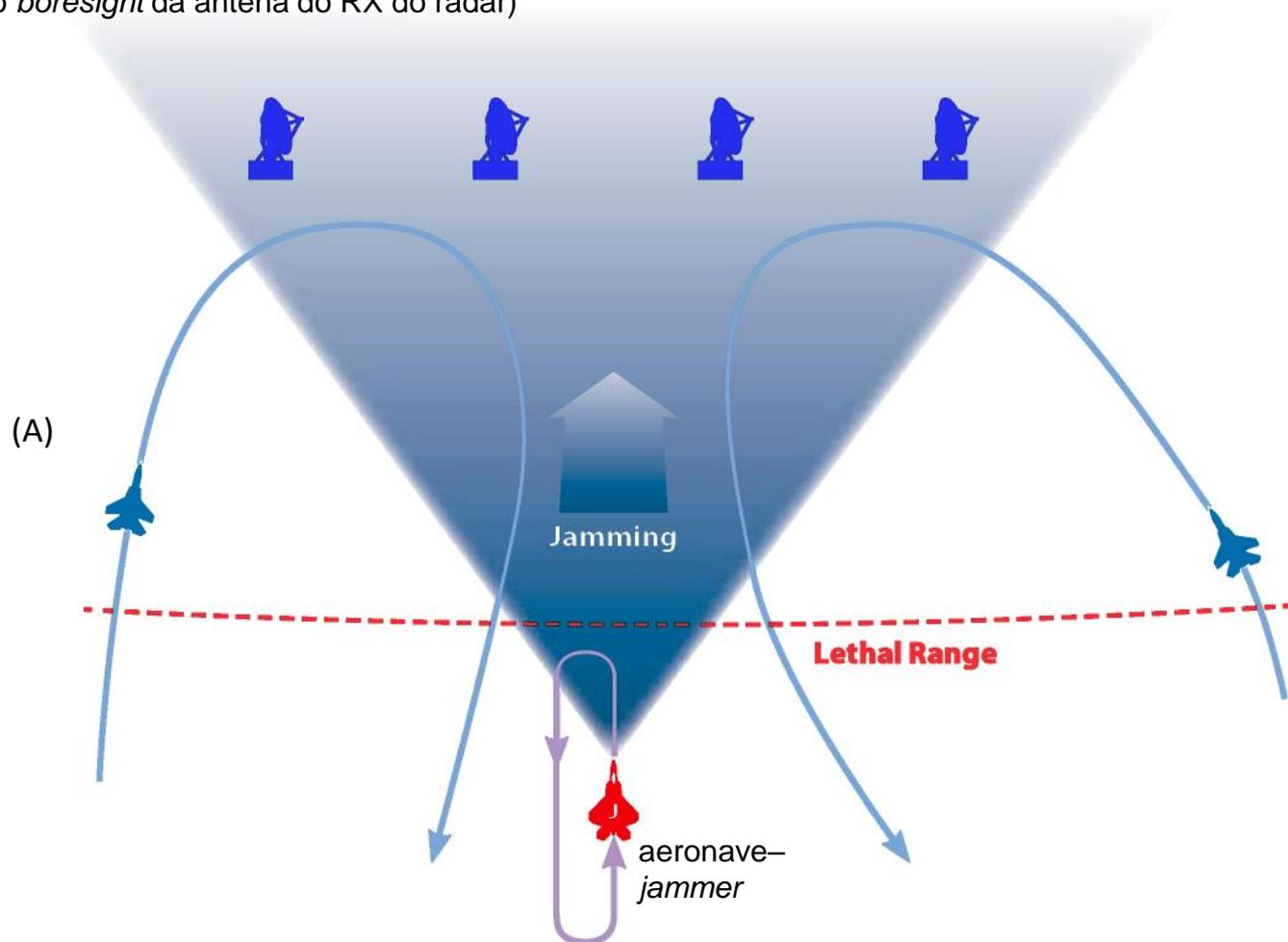
Em (A) abaixo é mostrada a geometria para o **stand-off jamming (SOJ)**. A aeronave alvo está dentro do alcance letal “Lethal Range” do lançador de mísseis SAM (*Surface-to-air Missile* - ver https://en.wikipedia.org/wiki/Surface-to-air_missile) que é controlado pelo operador do radar. No entanto o operador do radar não tem condições de disparar o SAM na direção do alvo porque uma aeronave-jammer, fora do alcance “Lethal Range” do SAM, interfere no radar e impossibilita a aquisição do alvo. O *jammer* adotado no SOJ é um *jammer* de potência e efetividade bem maior que o *jammer* adotado no SPJ discutido no slide anterior, e a aeronave-jammer é em geral um aeronave de alto custo com aviônica sofisticada e específica para EW. Além disto a aeronave-jammer não somente tem um RCS significativo (porque seu tamanho deve ser compatível com o volume e peso da aviônica transportada) como também é altamente vulnerável à capacidade *home-on-jam* dos mísseis SAM (https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_counter-countermeasure). Por esta razão a aeronave-jammer deve operar fora do alcance “Lethal Range” do SAM.

Importante notar que no SOJ o *jammer* não está na aeronave alvo, então muito provavelmente a antena do radar está apontada para o alvo e não para o *jammer*. Isso significa que o sinal do *jammer* não é recebido na direção do *boresight* da antena do RX do radar mas sim por um lobo lateral do diagrama de radiação, e é imperativo que isto seja levado em conta no cálculo do J/S resultante da geometria do *jamming* (ver Cap I.5).



Jamming de sinais de radar

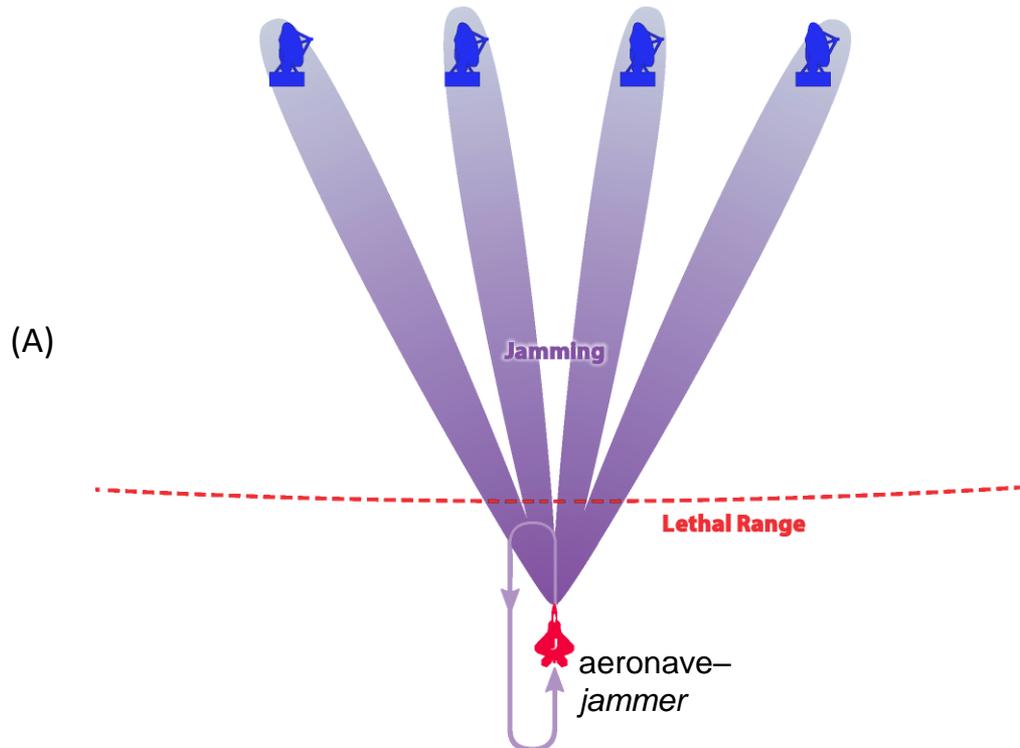
Conforme mostrado em (A) abaixo, no âmbito de SOJ, a aeronave-jammer normalmente voa em uma trajetória tão próxima quanto possível do “Lethal Range” da bateria de SAMs controlada pelo operador do radar. A aeronave-jammer mantém esta trajetória recorrente desde o momento em que as aeronaves protegidas entram no espaço aéreo inimigo até que as aeronaves protegidas estejam além do alcance dos SAMs inimigos. Observe em (A) que a aeronave-jammer protege contra vários radares inimigos. De fato, é usual em um cenário de operações de EW que a aeronave-jammer tenha que proteger várias formações de aeronaves de ataque. Por esta razão a antena de jammers SOJ tem lobo principal com HPBW relativamente largo de modo a interferir simultaneamente vários radares dispostos em uma faixa angular. Isso maximiza a probabilidade de o sinal do jammer ser captado por um lobo lateral do diagrama de radiação da antena do RX do radar (dado que muito provavelmente o sinal do jammer não será recebido na direção do boresight da antena do RX do radar)



Jamming de sinais de radar

Como um *jammer* SOJ está mais distante dos radares inimigos do que a(s) aeronave(s) que está(ão) sendo protegida(s) pelo *jammer* e porque a onda EM é irradiada pelo *jammer* na direção dos lobos laterais da antena RX desses radares (e não na direção do lobo principal), torna-se difícil para o *jammer* SOJ atingir um J/S tão alto quanto o valor de J/S alcançado por um *self-protecting jammer* (SPJ), discutido no slide 76. Por causa do não muito alto J/S alcançável com SOJ, o SOJ é comumente apenas utilizado para impedir que um radar inimigo efetue a aquisição do alvo. Usualmente o SOJ não consegue quebrar o *tracking lock* (ver slide 2 e slide 9) de um radar que já efetuou a aquisição e está rastreando o alvo.

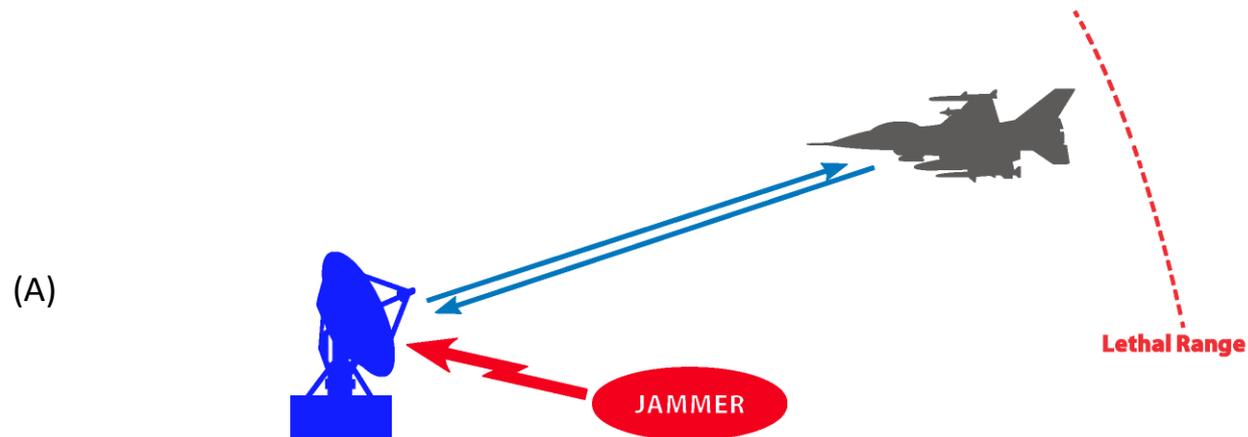
No entanto, conforme mostrado em (A) abaixo, *jammers* SOJ que adotam *phased-arrays* (ver Cap II.2) no seu sistema de antenas, em que o *beamformer* (ver Cap II.3) modela o diagrama de radiação de modo a focalizar lobos principais nos respectivos radares inimigos, não sofrem desta limitação de J/S insuficiente. Isto ocorre porque a densidade de potência (vetor de Poynting) da onda EM irradiada pelo *jammer* não é diluída em um largo HPBW conforme mostrado em (A) do slide anterior, mas sim é concentrada nos radares inimigos conforme (A) abaixo, resultando em um aumento significativo do J/S alcançável.



Jamming de sinais de radar

Em (A) abaixo é mostrada a geometria para o **stand-in jamming (SIJ)**. Um *jammer stand-in* opera de uma plataforma não tripulada ou então é posicionado próximo aos radares inimigos por algum outro meio (ver slide 113 do Cap I.5). Conforme mostrado em (A), o caminho de propagação da onda EM irradiada por um SIJ é de curto comprimento. Como a perda de propagação é função do quadrado do *range* R do radar, torna-se viável gerar um significativo J/S.

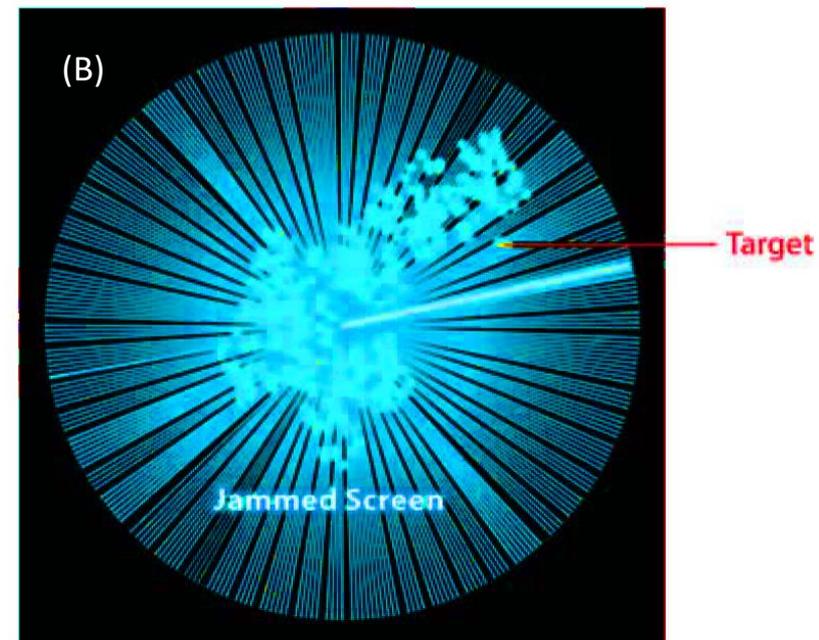
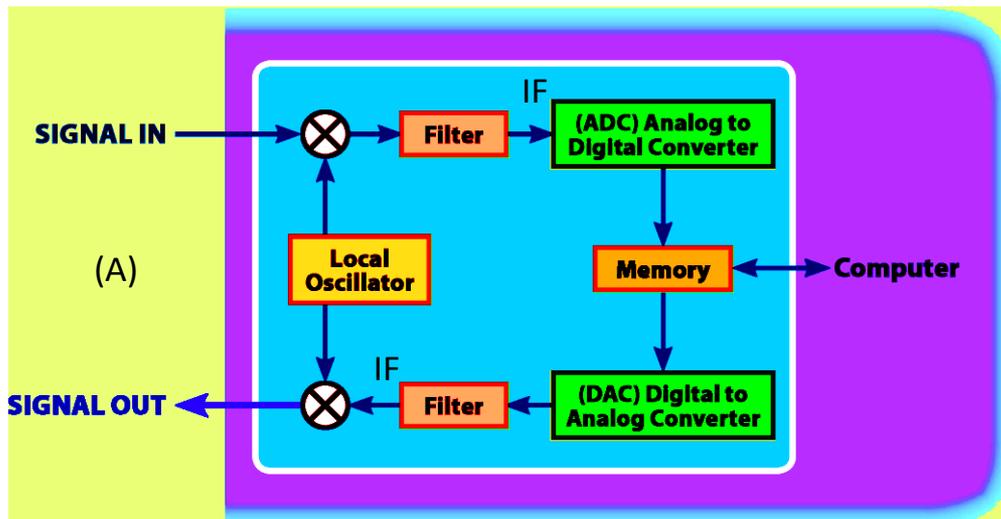
Como é arriscado estar perto de um radar inimigo, os *jammers* SIJ não são tripulados. SIJs podem ser transportados por UAVs, ser disparados por artilharia ou posicionados manualmente (ver slide 113 do Cap I.5). Dependendo do posicionamento da plataforma não-tripulada, um SIJ pode irradiar na direção dos lobos laterais da antena do radar inimigo bem como pode irradiar na direção do lobo principal. SIJs podem irradiar formas de onda de interferência não coerentes ou coerentes. Técnicas coerentes requerem sistemas baseados em **DRFM (Digital Radio Frequency Memory** – ver <https://www.mdpi.com/2076-3417/10/12/4123/htm>, https://en.wikipedia.org/wiki/Digital_radio_frequency_memory e <https://web.archive.org/web/20110722014927/http://ftp.rta.nato.int/public//PubFullText/RTO/MP/RTO-MP-SET-080///MP-SET-080-P07.pdf>).



Jamming de sinais de radar

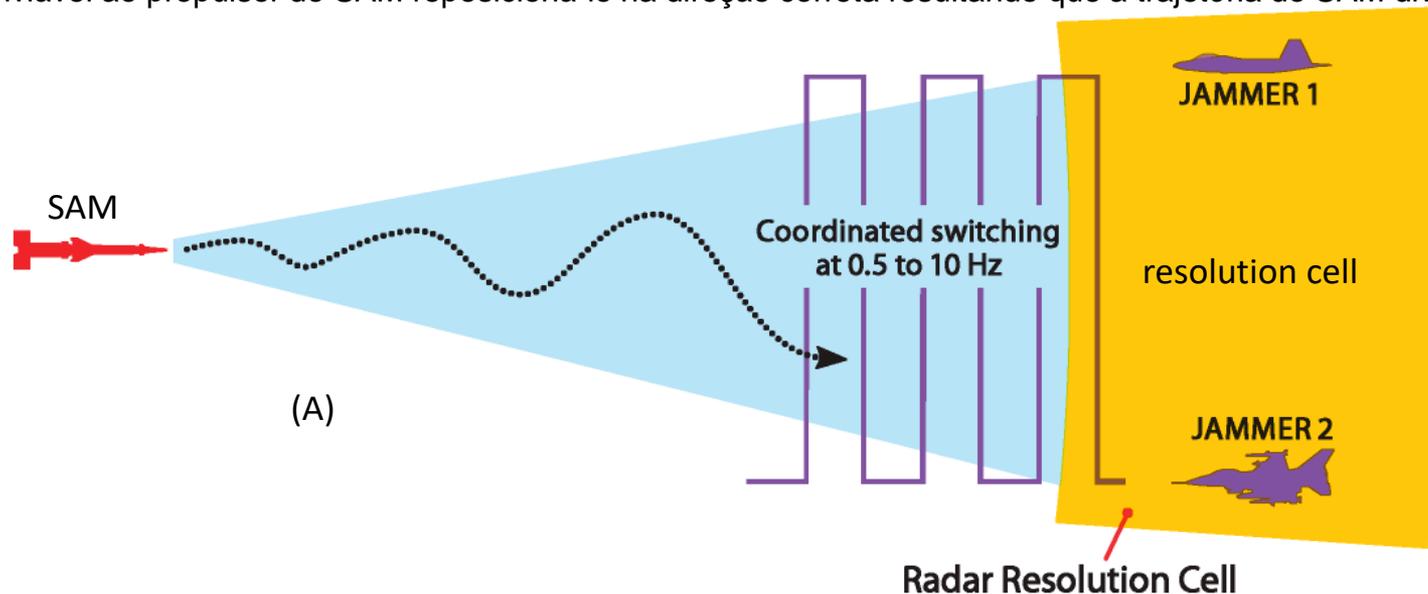
Conforme mostrado em (A) abaixo, o DRFM *down*-converte os sinais recebidos para a frequência intermediária apropriada (IF) para digitalização. Em seguida, o DRFM digitaliza o sinal na largura de banda do sinal IF. O sinal digitalizado é colocado em uma memória para ser processado em um computador. O computador faz todas as análises e modificações necessárias no sinal para dar suporte à técnica de *jamming* que está sendo empregada. Em seguida, o sinal digital modificado é convertido de volta para IF analógico. A frequência deste sinal é *up*-convertida de volta para a frequência recebida usando o mesmo oscilador local usado na *down*-conversão de frequência original. O uso de um único oscilador mantém a coerência de fase do sinal nos processos de *down*-conversão e *up*-conversão.

Especificamente, o DRFM digitaliza o sinal recebido do radar inimigo, e envia o sinal ao computador que primeiramente analisa os parâmetros da modulação e codificação (Barker, etc.) e a seguir processa o sinal de acordo com o algoritmo para *jamming* que está sendo adotado. O computador tipicamente analisa o primeiro pulso recebido pelo sistema e gera pulsos subsequentes com parâmetros de modulação que emulem a reflexão em *clutter*, tornando difícil a identificação do alvo (conforme mostrado em (B)). Alternativamente, o computador altera o desvio Doppler e demais parâmetros da modulação para que o radar inimigo “veja” o alvo em uma posição, velocidade, ângulo de aspecto, etc., totalmente diferentes da realidade. Note que o sinal processado pelo computador é re-irradiado pelo TX do *jammer* de volta na direção do radar inimigo de modo a engodar o sistema e o operador do radar. Alternativamente o computador do *jammer* pode ainda gerar alvos falsos no *display* do radar inimigo.



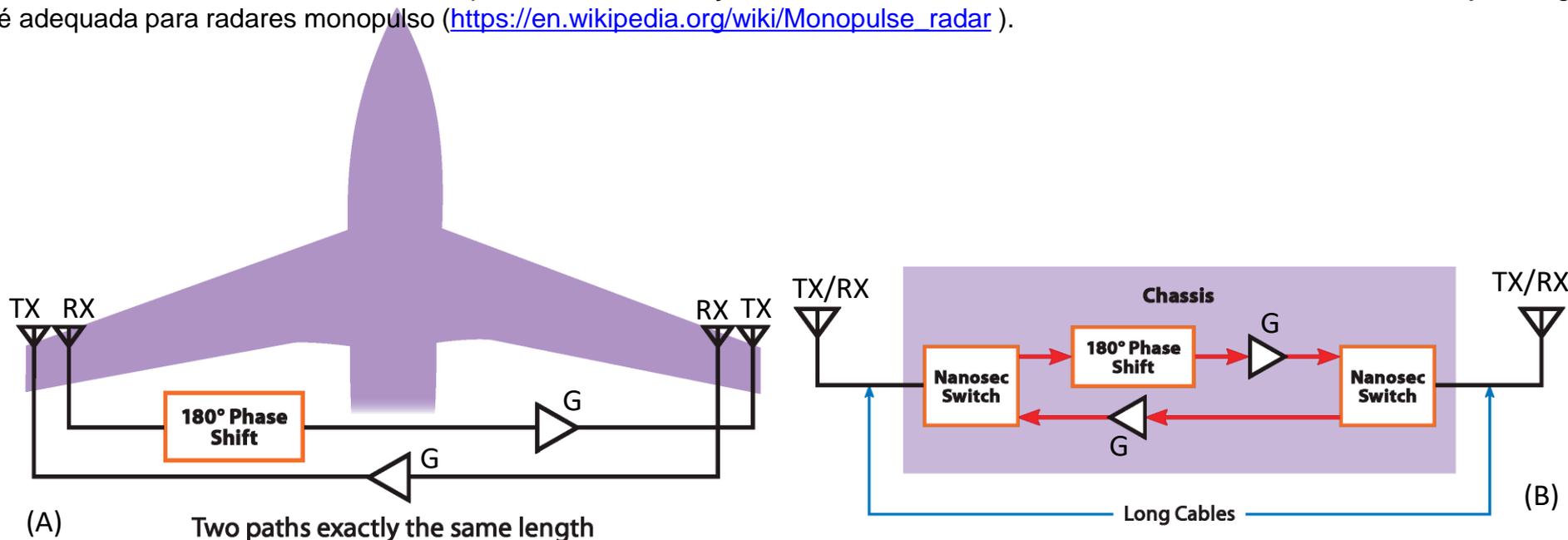
Jamming de sinais de radar

Blinking jamming, mostrado em (A) abaixo, é uma geometria efetiva contra a capacidade *home-on-jam* de mísseis SAM (https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_counter-countermeasure). As duas aeronaves mantêm um espaçamento mínimo de forma que ambas estejam contidas no *resolution cell* do radar do SAM (e do radar em terra que lançou o SAM), de modo que o radar do SAM “veja” apenas uma aeronave (caso contrário o radar do SAM escolherá uma aeronave e a perseguirá ou o radar em terra disparará outros SAM). Simultaneamente os ecos das aeronaves são recebidos no RX do radar do SAM sob interferência dos sinais dos dois *jammers*. Em função da necessária agilidade no controle de trajetória, o SAM adota um radar monopulso na grande maioria dos casos (https://en.wikipedia.org/wiki/Monopulse_radar). Um radar monopulso utiliza um *array* de antenas com múltiplos lobos principais que permite determinar rapidamente o DOA do sinal do *jammer* irradiado pelo alvo (ver Cap II.6, Cap II.7 e <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CAMM.pdf>). A técnica monopulso permite, portanto, guiar com precisão o SAM na direção do sinal do *jammer*. Ocorre que as duas aeronaves mantêm comunicação através de um link de dados (<https://www.fab.mil.br/noticias/mostra/36723>) e iniciam um processo sincronizado de alternância na irradiação do sinal de seus respectivos *jammers*, processo que é controlado pelo computador do sistema de EA (*Electronic Attack*) das aeronaves (ver <http://www.fccdecastro.com.br/pdf/TDBJ.pdf>). A frequência de alternância (0.5 a 10Hz) é lenta demais para que o sistema de detecção de DOA do radar monopulso do SAM consiga fazer a média e determinar a coordenada média dos alvos mas também é muito rápida para que os algoritmos do sistema de detecção de DOA consigam rastrear o sinal dos *jammers* com precisão definitiva. Nesta condição, o SAM começa então ora a se dirigir na direção de um alvo ora na direção de outro alvo, mudança de direção que se torna cada vez mais abrupta à medida que o SAM se aproxima dos alvos, conforme mostra a trajetória de aproximação tracejada em (A). Em um determinado ponto da trajetória de aproximação a mudança de direção necessária será tão abrupta que será inercialmente inviável ao propulsor do SAM reposicioná-lo na direção correta resultando que a trajetória do SAM diverge dos alvos.



Jamming de sinais de radar

Cross-eye jamming, mostrado em (A) abaixo, envolve dois caminhos de transporte do sinal analógico na aeronave–*jammer*. Cada caminho recebe o pulso do radar inimigo em uma antena RX e o re-irradia de uma antena TX diferente, após o pulso ser amplificado com um ganho G adequado. A antena RX de um caminho é posicionada próxima a antena TX do outro caminho. O sinal de um dos caminhos de sinal tem a sua fase girada de 180° , o que é obtido analogicamente com um *phase-shifter* (https://en.wikipedia.org/wiki/Phase_shift_module). Quanto mais espaçadas as duas localizações das antenas, maior a distância que o *jammer* pode induzir o radar inimigo a “perder” o alvo. Os dois caminhos de sinal devem impor exatamente o mesmo giro de fase ao sinal. Pequenas diferenças nos comprimentos do caminho causam um giro de fase no sinal que reduzem significativamente a eficácia do *jamming*. A diferença de fase de 180° entre os dois sinais re-irradiados pelas antenas TX causa um nulo no diagrama de irradiação do *array* de dois elementos formado pelas duas antenas TX, nulo que é gerado na direção da antena do RX do radar inimigo, zerando os ecos recebidos pelo radar e impossibilitando o radar de localizar o DOA do alvo. Note que não é trivial equalizar o giro de fase entre dois cabos longos, dada as variações de temperatura distintas ao longo dos dois caminhos e a consequente alteração distinta nas funções de transferência dos dois cabos. Uma solução alternativa para esse problema é utilizar um único cabo interligando cada uma das antenas TX/RX posicionadas nas extremidades das asas, conforme mostrado em (B). Os amplificadores de ganho G e *phase-shifter* estão localizados em um mesmo chassi de modo a equalizar as diferentes temperaturas. Em cada *port* do chassi há uma chave eletrônica que inverte a direção da transmissão a cada poucos nanossegundos. Como o radar inimigo não consegue reagir a pulsos ordens de magnitude mais curtos do que seu pulso, ele experimenta dois sinais aparentemente simultâneos, um de cada antena, mas que, devido à diferença de fase de 180° , se cancelam mutuamente. Esta técnica de *jamming* é adequada para radares monopulso (https://en.wikipedia.org/wiki/Monopulse_radar).



Apêndice A – Bibliografia

1. Air and Spaceborne Radar Systems - Lacomme - Scitech - 2001
2. Fundamental Principles of Radar - Rahman - CRC Press - 2019
3. Introduction to Airborne Radar - Stimson's - Scitech - 2014
4. High Frequency Over-the-Horizon Radar - Fabrizio - McGraw-Hill - 2013
5. Basic Radar Analysis - Budge - Artech House - 2015
6. Radar Handbook - Skolnik - McGrawHill - 2008
7. Radar Design Principles - Nathanson - Scitech - 1999