



Radar passivo: Introdução – radar passivo bistático. Aspectos históricos. Fontes de iluminação. Antenas receptoras. Supressão do sinal direto. Processamento *range-Doppler* (função de ambiguidade). Detecção - CFAR. Determinação do DOA (*Direction of Arrival*) do eco do alvo. Localização do alvo. *Delay profile* dos ecos. Simulação da operação do radar passivo.

Departamento de Eletrônica e Computação

Centro de Tecnologia

ELC1149 – Técnicas de Radar

Prof. Fernando DeCastro



Introdução

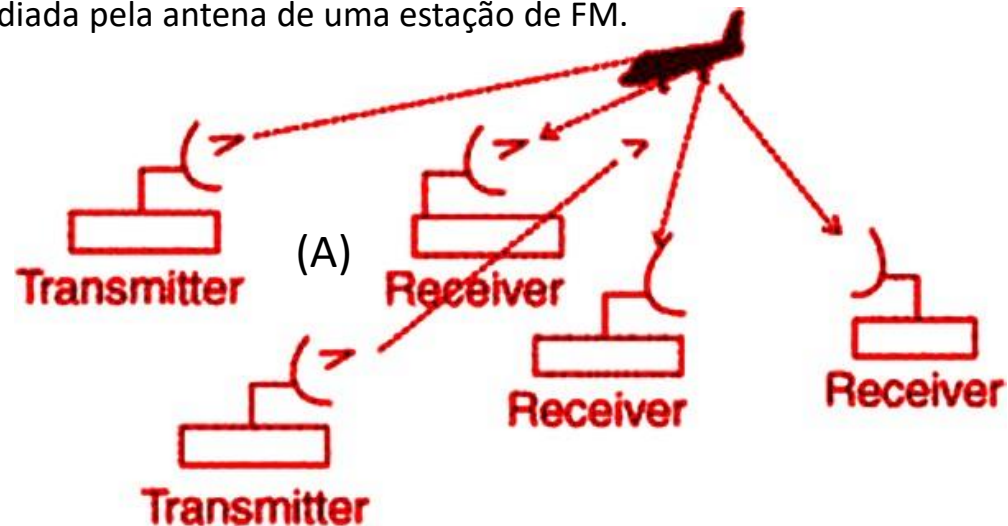
Neste capítulo estudaremos os algoritmos envolvidos no processamento digital em banda-base e os métodos de detecção e estimativa da localização dos alvos para um sistema de radar bistático passivo (PBR – *passive bistatic radar*).

Diferentemente de um radar ativo monostático clássico, em um radar PBR não há um transmissor específico integrante do sistema do radar. O sistema de um radar PBR não tem qualquer controle sobre os parâmetros operacionais do transmissor cuja antena irradia a onda EM (onda EM – onda eletromagnética) que ilumina o(s) alvo(s). Isto acontece porque a onda EM não é gerada por um transmissor de radar, mas sim, pelo transmissor de algum outro sistema de comunicação sem fio.

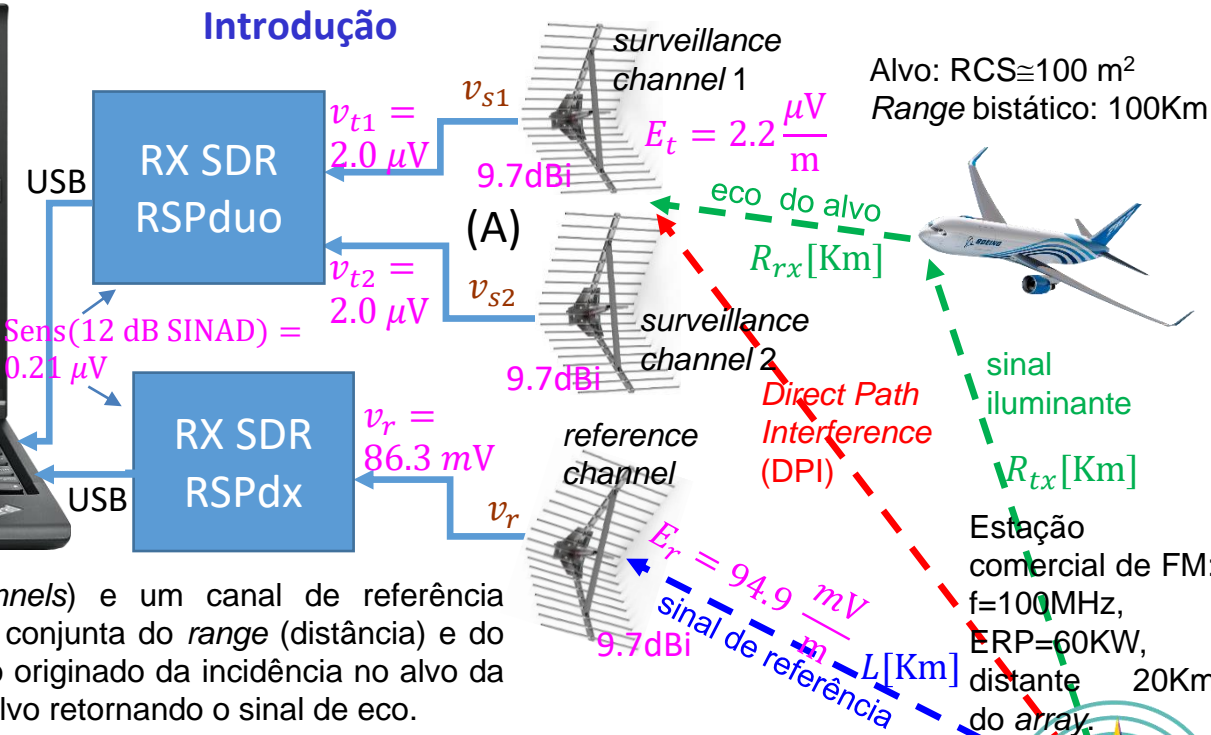
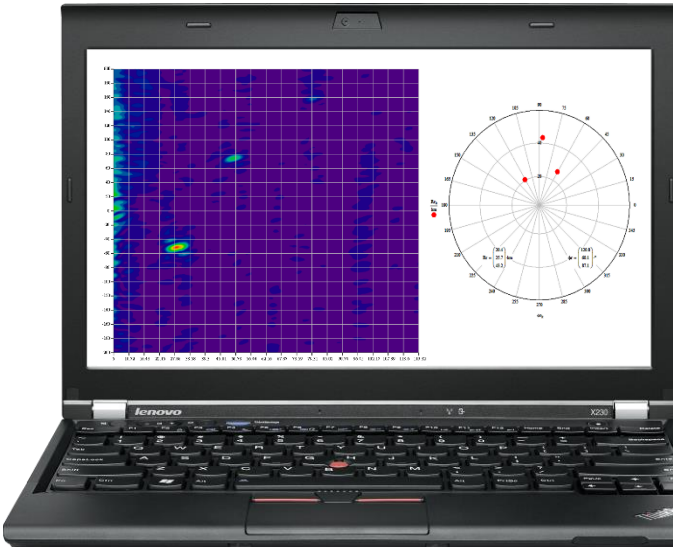
Usualmente, o transmissor que ilumina o(s) alvo(s) de um radar passivo bistático é um transmissor de FM comercial na faixa 88-108MHz, ou um transmissor de TV digital na faixa de VHF ou UHF (sistema ISDB-T, no Brasil) ou até mesmo o transmissor do sinal de uma *basestation* para telefonia celular.

O termo “bistático” significa que o transmissor e o receptor do radar estão separados espacialmente. No caso em que vários pares de receptor e transmissor são usados, o sistema é denominado de multistático, conforme mostrado em (A) abaixo. A configuração bistática/multistática de um radar passivo difere da configuração monostática de um radar ativo clássico, onde o transmissor e o receptor do radar ativo estão no mesmo lugar ou muito próximos um do outro. Neste estudo, o escopo será delimitado ao radar passivo bistático.

Em (A) no próximo slide é mostrado uma possível arquitetura operacional para um radar passivo bistático simples utilizando como iluminador a onda EM irradiada pela antena de uma estação de FM.



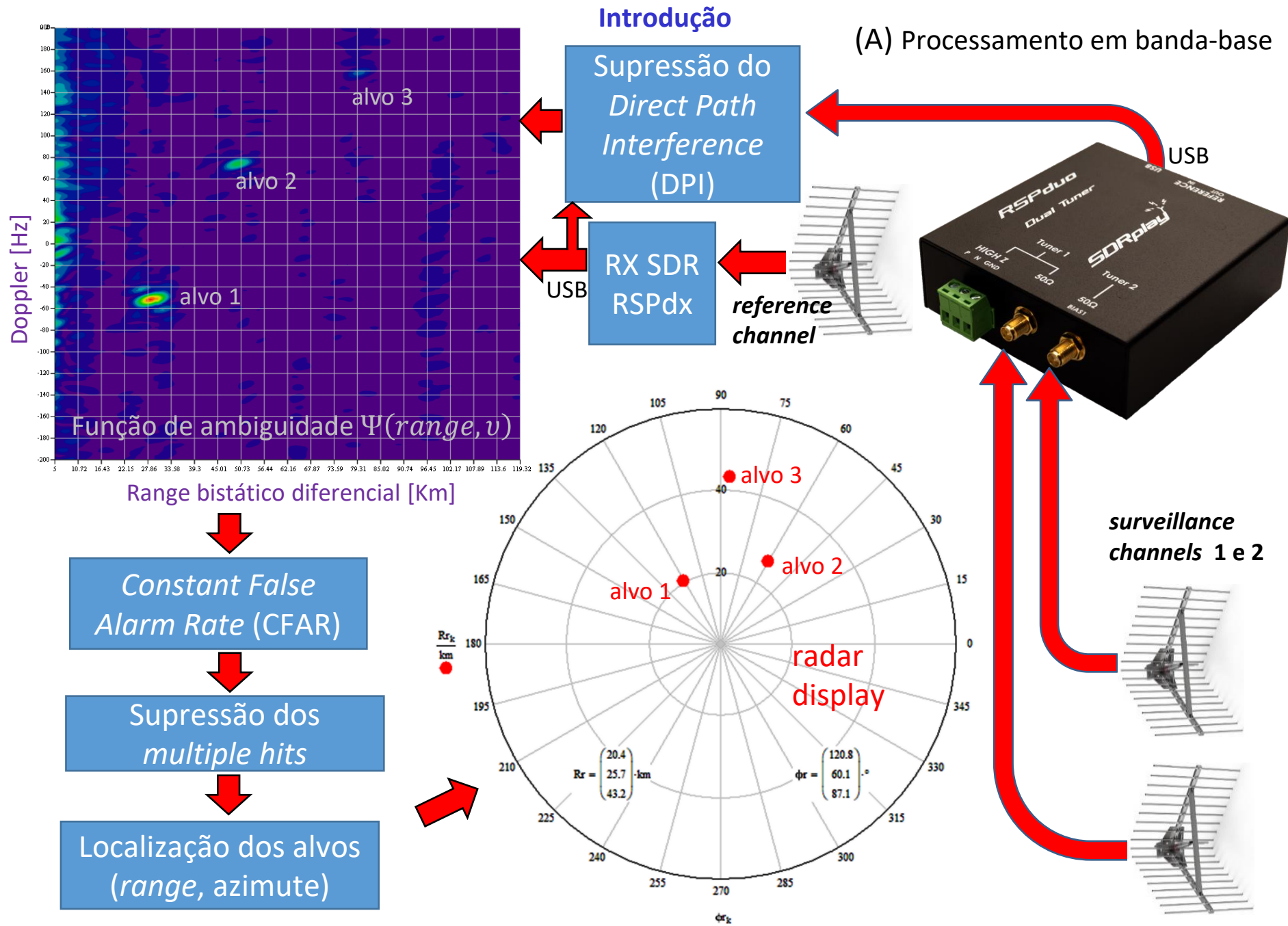
Introdução



Dois canais de vigilância (*surveillance channels*) e um canal de referência (*reference channel*) viabilizam a determinação conjunta do *range* (distância) e do ângulo de azimute do(s) alvo(s) através do eco originado da incidência no alvo da onda EM do sinal iluminante que se reflete no alvo retornando o sinal de eco.

Especificamente, o sinal da estação de FM ilumina o alvo e o sinal de eco do alvo é recebido pelo *front-end* de RF dos *surveillance channels* constituído por um *array* de duas antenas (*array*: ver Cap II.2 slides 52 a 116 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula16a18_15122020.pdf) do tipo refletor de canto com ganho 9.7dBi (ver slides 91 a 101 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula16a18_15122020.pdf) apontadas para o setor angular do alvo e por um receptor SDR dual SDRPlay RSPduo (<https://www.sdrplay.com/rspduo/>), que converte o sinal recebido pelo *array* respectivamente em dois *streams* de símbolos IQ em banda-base a uma taxa de 500ksymb/s, um *stream* para cada *surveillance channel*. O ângulo de azimute do(s) alvo(s) é determinado por correlação (interferometria) entre os dois *streams* de símbolos IQ respectivamente captados pela antena de cada *surveillance channel* (ver slides 97 a 103 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf).

O sinal de referência da estação de FM é recebido pelo *front-end* de RF do *reference channel* constituído por um refletor de canto (9.7dBi) apontado para a antena da estação de FM e por um receptor SDR SDRPlay RSPdx (<https://www.sdrplay.com/rspdx/>), que converte o sinal recebido pelo refletor de canto em um *stream* de símbolos IQ em banda-base a uma taxa de 250 ksymb/s. O refletor de canto do canal de referência está localizado próximo ao *array* do canal de vigilância, de modo que os 3 refletores de canto podem ser considerados co-localizados na mesma coordenada geográfica. A cada 65536 símbolos IQ ($f_s = 250\text{Ksa/s} \rightarrow$ tempo de integração = 262.144 ms) os três *streams* IQ são enviados via USB p/ um PC que efetua o processamento em banda-base mostrado em (A) no próximo slide, plotando na tela do PC a localização (*range*, azimute) do(s) alvo(s).



Introdução

Visto que o sinal que ilumina o(s) alvo(s) de um radar PBR é o sinal de um transmissor de FM na faixa 88-108MHz, ou o sinal de um transmissor de TV digital na faixa de VHF ou UHF ou o sinal de uma *basestation* para telefonia celular, ou o sinal de qualquer outro sistema de comunicação sem fio, fica evidente que as características estatísticas e de autocorrelação destes sinais estão longe de serem ideais para a finalidade de detecção de alvos.

Mesmo adotando sinais iluminadores com características estatísticas, e em particular de autocorrelação, não ideais para detecção de alvos, um radar PBR apresenta vantagens significativas em relação a um radar ativo monostático clássico.

Primeiramente, como o radar PBR não possui transmissor próprio, o custo é substancialmente reduzido quando comparado a um radar ativo, dado que o transmissor é um dos blocos funcionais de maior custo de um radar.

Além disto, o radar PBR permite identificar no *display* do radar as coordenadas geográficas azimute e *range* (distância) dos alvos, conforme mostrado no slide anterior, sem a necessidade de transmitir sinais de alta potência que revelam a posição do radar. Esta particularidade – “ver sem ser visto” – é crucial no âmbito de cenários de guerra eletrônica (EW – *electronic warfare*). Ver slide 36 e slide 55 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf e ver slides 72 a 75 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula21a26_15122020.pdf.

Outra característica crucial no âmbito de EW é a possibilidade de o radar PBR detectar alvos *stealth* devido à baixa frequência de operação (geralmente na faixa de VHF ou UHF), frequências em que o material absorvente de radiação EM aplicado sobre as superfícies metálicas das aeronaves está longe de ser eficaz quanto em frequências na faixa de microondas, permitindo que o radar detecte o alvo *stealth*. Esta característica se tornou objeto de discussão no lucrativo mercado de aeronaves *stealth* e estabeleceu o meme “The VHF Threat” (“a ameaça do VHF”) – ver <https://thediplomat.com/2014/08/the-f-35-vs-the-vhf-threat/>, <http://www.ausairpower.net/SP/DT-Rus-VHF-Radar-2008.pdf> e <https://coffeordie.com/iran-russian-radar/>.

Outra característica importante de radares passivos diz respeito ao congestionamento do espectro eletromagnético. Como se sabe, o espectro EM está cada vez congestionado, com um número crescente de emissores de radiação EM. Em geral, a política de gestão do espectro EM é de que sistemas de telecomunicação tenham prioridade na atribuição de bandas de frequência sobre outras aplicações, como radar, navegação ou radioastronomia. Nessa situação, pode se tornar cada vez mais difícil alocar uma nova faixa de frequência para fins de vigilância aérea através de radar, ou mesmo manter uma faixa de frequência já atribuída ao serviço de vigilância aérea por radar. Nesse contexto, o radar passivo é uma solução ideal, pois novos emissores de serviços de telecomunicações podem ser usados como iluminadores para fins de vigilância.

Introdução

Por este motivo, o radar passivo é por vezes referido como radar “verde” ou “ecológico”, uma vez que utiliza sinais iluminantes que são gerados por transmissores para outras finalidades e serviços, sem a necessidade de estabelecer novos cenários operacionais que possivelmente causarão interferência eletromagnética (ver, por exemplo, <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2015/849695/>).

No atual estado da tecnologia, um radar passivo é usualmente implementado usando o conceito de rádio definido por software (https://en.wikipedia.org/wiki/Software-defined_radio), e, portanto, a maior parte do processamento do sinal é realizada digitalmente com sinais em banda-base.

Neste contexto, a ênfase do presente estudo será nos algoritmos em banda-base utilizados no processamento de sinal em um radar PBR:

- (I)** Filtragem adaptativa para minimização da interferência do sinal do caminho direto, que consiste na interferência do sinal de referência residual sobre o sinal dos ecos do(s) alvo(s) recebidos nos canais de vigilância – *Direct Path Interference* (DPI) – ver percurso de propagação da onda EM do DPI em **vermelho** tracejado na figura (A) no slide 3.
- (II)** Função de ambiguidade (*matched-filter*) ou processamento *range*-Doppler através da correlação cruzada entre o sinal de referência e o sinal dos ecos do(s) alvo(s) recebidos nos canais de vigilância.
- (III)** Detecção do(s) alvo(s) através do algoritmo *Constant False Alarm Rate* (CFAR) e minimização da multiplicidade de *hits* em situação de recepção adversa – *Multiple Hits Filters* – ver slide 4.
- (IV)** Localização do(s) alvo(s) a partir da amplitude e fase das ondas EM recebidas nos canais de vigilância. No caso de apenas duas antenas no array dos canais de vigilância, a técnica de localização é a interferometria (ver slides 97 a 103 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf).

Aspectos históricos

A história do radar começou em 1904 quando o engenheiro alemão Christian Hülsmeyer patenteou o *telemobiloscope* (ver <https://www.radarworld.org/huelsmeyer.html>). O *telemobiloscope* detectava objetos de metal por meio de ondas eletromagnéticas. O dispositivo consistia de um transmissor de centelha (https://en.wikipedia.org/wiki/Spark-gap_transmitter) e de um receptor baseado em detecção por coesor (<https://en.wikipedia.org/wiki/Coherer>). Um alarme era acionado quando um objeto metálico era detectado por reflexão na superfície do objeto da onda EM irradiada. A primeira versão do dispositivo não era capaz de calcular a distância até o objeto-alvo mas indicava a sua direção, o que permite caracterizar o *telemobiloscope* como uma forma simples e primitiva de radar. Apesar de seu grande potencial, o dispositivo não teve sucesso comercial. Aparentemente, esta tecnologia que possibilitava usar ondas EM para a detecção de alvos se disseminou muito lentamente, dado que outros inventores desenvolveram ideias próprias sobre o tema.

A tecnologia de radar desenvolveu-se lentamente em diferentes formas ao longo das três décadas seguintes. Em 1922, por exemplo, Albert Taylor (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Albert_H._Taylor) e Leo Young (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Leo_C._Young), ambos da marinha americana, perceberam que navios que passavam pelo caminho de propagação da onda EM de um enlace de comunicações afetava o nível de sinal recebido no receptor do enlace, e que isto poderia ser usada para detecção de alvos.

O próximo evento crucial na história do radar foi o *Daventry Experiment* em 1935 (ver <https://www.bbc.com/news/uk-england-northamptonshire-31634132> e <https://www.mpoweruk.com/papers/Daventry.pdf>). O Experimento Daventry, cujo objetivo era detectar um alvo no ar, teve início por um pedido do ministério da aeronáutica britânico dirigido ao engenheiro Robert Watson Watt (https://en.wikipedia.org/wiki/Robert_Watson-Watt) para que fosse investigada a viabilidade de se causar a morte do piloto de uma aeronave através da focalização na aeronave de uma onda EM de altíssima densidade de potência (magnitude do vetor de Poynting). Robert Watt concluiu não ser viável a tecnologia então na época denominada “raio da morte” – transmitir uma onda EM de modo a aquecer o corpo de um piloto em uma aeronave, resultando em sua morte, tecnologia que estaria sendo desenvolvida na Alemanha para fins bélicos.

No entanto, Watt também concluiu que a reflexão de ondas EM em uma aeronave poderia ser usada para sua detecção. A ideia foi implementada através de um experimento: Um transmissor de rádio de 10kW da estação da BBC (*British Broadcasting Corporation*) em Daventry, operando na faixa de frequências de 6 MHz, foi usado como iluminador do alvo (uma onda EM transmitida em 6 MHz apresenta comprimento de onda de 49m). O sistema de antena foi desenhado para que o sinal direto fosse cancelado evitando interferir com a onda EM refletida no alvo. Quando a onda EM incidia no alvo e nele se refletia sendo re-irradiada, a onda re-irradiada recebida em um receptor viabilizava a detecção do alvo.

Aspectos históricos – *Daventry Experiment* em 1935 – representação artística



Aspectos históricos

A configuração simples do Experimento Daventry não permitia a determinação do *range* (distância) do alvo como também não permitia a determinação do azimute do alvo, apenas a presença do alvo era detectada. Ainda assim o experimento foi bem sucedido, dado que o sistema desenvolvido por Watt foi capaz de detectar um bombardeiro Heyford (https://en.wikipedia.org/wiki/Handley_Page_Heyford) a uma distância de 12 km. O bombardeiro Heyford foi escolhido para este experimento porque a envergadura de suas asas correspondia à metade do comprimento de onda da estação da BBC (49m), resultando em ressonância da estrutura metálica das asas, e com isto maximizando a re-irradiação da onda EM incidente na aeronave.

O sistema desenvolvido para o Experimento Daventry foi o primeiro radar bistático passivo baseado em um iluminador oportunístico não cooperativo. No entanto, a configuração experimental contou com o transmissor de rádio da BBC não porque fosse uma solução vantajosa, mas sim por necessidade, dado que era um dos poucos transmissores adequados disponíveis para Watson Watt naquele momento. Nos anos seguintes foram desenvolvidos transmissores de radar dedicados baseados em dispositivos do tipo magnetron (ver <https://www.radartutorial.eu/08.transmitters/Magnetron.en.html> e https://en.wikipedia.org/wiki/Cavity_magnetron), que são válvulas termo-iônicas que emitem pulsos de RF de alta potência na faixa de microondas, surgindo então o radar ativo de microondas. A ênfase do desenvolvimento do radar em anos posteriores foi principalmente em radares ativos.

O Experimento Daventry deu início ao programa de radar britânico, que resultou na construção do lendário sistema de radar Chain Home, que se tornou operacional pouco antes do início da Segunda Guerra Mundial (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Chain_Home e http://www.fccdecastro.com.br/pdf/Radar1935_45.pdf). Um significativo número de sistemas de radar foram desenvolvidos durante a Segunda Guerra Mundial. Dentre estes, o radar Klein Heidelberg (<https://www.cdvandt.org/K-H%20final.pdf>) usava a iluminação do Chain Home e, ao que tudo indica, foi o primeiro radar bistático passivo operacional com um iluminador não cooperativo.

Após a Segunda Guerra Mundial, vários sistemas cooperativos de radar bistático foram desenvolvidos, como o radar de alerta antecipado americano AN/FPS23 (ver <https://en.wikipedia.org/wiki/AN/FPS-23> e <https://www.radartutorial.eu/19.kartei/11.ancient2/karte042.en.html>) e o Sistema de Vigilância Espacial da Força Aérea AN/FPS133 (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Air_Force_Space_Surveillance_System). Estes eram sistemas bistáticos específicos usados em aplicações particulares. A corrente principal no desenvolvimento da tecnologia de radar era, e ainda é, o radar monostático ativo.

Aspectos históricos

A era moderna do radar passivo começou nas décadas de 1980 e 1990, quando o sinal de transmissores de televisão foram usados como iluminadores para detecção e rastreamento de aeronaves.

Em 1998 o primeiro radar passivo operacional usando sinal iluminador proveniente de estações de FM e TV comerciais, denominado *Silent Sentry*, foi desenvolvido e disponibilizado no mercado de vigilância aérea pela Lockheed Martin (ver http://www.mobileradar.org/Documents/Silent_Sentry.pdf).

A partir da entrada no mercado do *Silent Sentry*, o radar passivo gradualmente ganhou reconhecimento e se tornou uma área de pesquisa e desenvolvimento significativamente ativa, tanto no segmento civil (ver <https://www.mdpi.com/1424-8220/21/6/2171/pdf> e <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1049/iet-rsn.2019.0452>) como no segmento militar (ver <https://adbr.com.au/land-forces-2021-daronmont-pitches-new-tech-passive-radar/>, <https://www.dsiac.org/resources/articles/passive-coherent-location-radar-the-silent-threat/> e <https://www.janes.com/defence-news/news-detail/elta-systems-reveals-new-passive-radar-system>) .

Fontes de iluminação

Conforme discutimos no Cap III.1 , radares PBR dependem de transmissores oportunistas cujas funções primárias não são especificamente dedicadas a iluminar alvos de radar, e, conseqüentemente, estes sinais iluminadores apresentam características estatísticas, e em particular de autocorrelação, não ideais para detecção de alvos. Neste contexto, é importante avaliar quais tipos de iluminadores são disponíveis e como as propriedades específicas do sinal por eles irradiado impacta nos requisitos de processamento de um radar passivo.

Para efeito de simplicidade, vamos classificar os iluminadores em duas grandes classes: terrestre e *spaceborne*. Um iluminador *spaceborne* opera a partir de um satélite em geral em órbita LEO (*Low Earth Orbit*).

Iluminadores oportunistas (IO) pertencentes à classe terrestre são:

- **Outros radares:** Radares para vigilância aérea (<https://www.radartutorial.eu/02.basics/rp31.en.html>) ou marítima (<https://www.accipiterradar.com/products/homeland-security/marine-coastal-surveillance/>).
- **Sistemas de comunicações móveis:** *Basestations* para sistemas de telefonia móvel celular, como os sistemas 4G *Long Term Evolution* (LTE - [https://en.wikipedia.org/wiki/LTE_\(telecommunication\)](https://en.wikipedia.org/wiki/LTE_(telecommunication))) e 5G (<https://en.wikipedia.org/wiki/5G>), *access points* para WiFi(IEEE 802.11X), *basestations* para o *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX – ver <https://wimaxforum.org/>), *High Performance Radio LAN* (HiperLAN), por exemplo.
- **Sistemas de *broadcast* comerciais:** rádio FM analógico e *Digital Audio Broadcast* DAB (<https://www.worlddab.org/dab>), TV analógica e digital (ISDB-T, DVB-T, ATSC – ver <https://pt.wikipedia.org/wiki/ISDB>, <https://en.wikipedia.org/wiki/DVB-T> e https://en.wikipedia.org/wiki/ATSC_standards).

Iluminadores oportunistas pertencentes à classe *spaceborne* são:

- **Outros radares:** Radares SAR (ver Cap III.4 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula21a26_15122020.pdf) usados para monitoramento da Terra e aplicações de sensoriamento remoto, por exemplo.
- **Sistemas de *broadcast* comerciais:** *Digital Video Broadcast – Satellite* (DVB-S2) (também conhecido como TV digital por satélite - <https://en.wikipedia.org/wiki/DVB-S2>) e sua variação portátil *Digital Video Broadcast – Satellite Handheld* (DVB-SH - <https://en.wikipedia.org/wiki/DVB-SH>).
- **Sistemas de comunicação móvel:** como Globalstar, Iridium e Orbcomm (ver <https://www.globalstar.com/pt-br/about/our-technology>, <https://www.iridium.com/> e <https://www.orbcomm.com/pt/networks>).
- **Sistemas p/ geolocalização:** *Global Positioning System* (GPS) e *GLOBAL NAVIGATION Satellite System* (GLONASS).

Fontes de iluminação

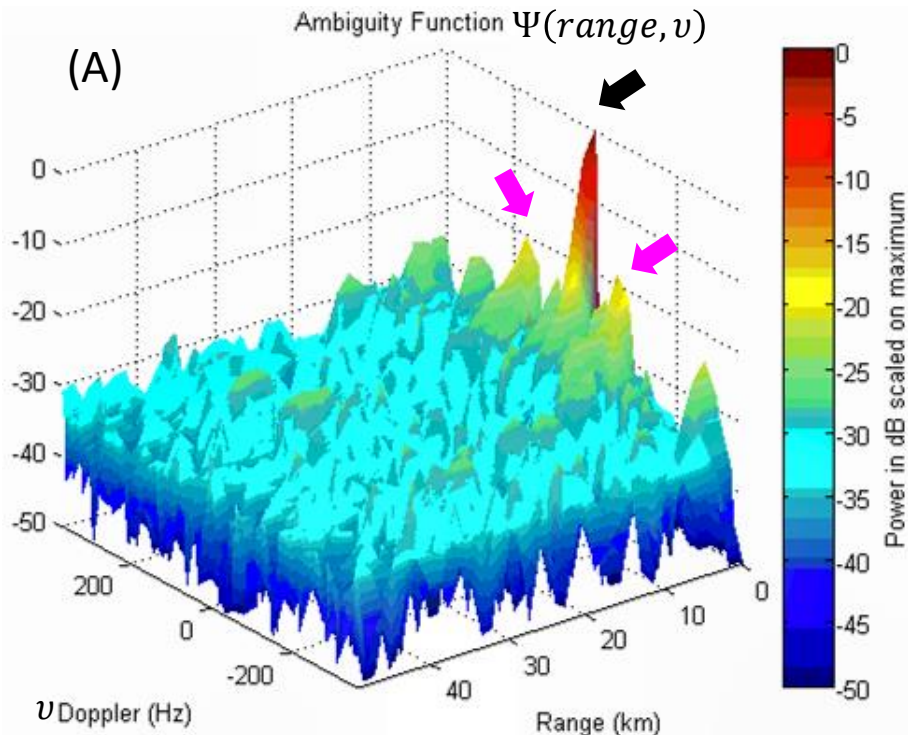
Embora haja, conforme vimos no slide anterior, inúmeros tipos de iluminadores oportunistas (IO), é necessário manter em mente que um IO é considerado eficiente no âmbito da operação de um sistema PBR para situações operacionais em que (1) o sinal irradiado pelo IO seja contínuo e confiável ao longo do tempo e (2) que a o sistema de antenas do TX do IO irradie o sinal com a maior EIRP possível (EIRP – *Equivalent Isotropically Radiated Power* – ver https://en.wikipedia.org/wiki/Effective_radiated_power) sobre a maior área de cobertura possível.

Conforme discutimos no Cap III.1, para evitar uma detecção ineficiente dos alvos (falsos-alarmes ou, alternativamente, insensibilidade para detectar alvos) os sinais iluminadores devem idealmente apresentar características estatísticas uniformes tanto ao longo do tempo como ao longo de sua faixa de valores de amplitude e fase. Neste contexto, sinais resultantes de modulações digitais (ver http://www.fccdecastro.com.br/pdf/T2_Aula10&11_22042020.pdf e http://www.fccdecastro.com.br/pdf/T2_Aulas21a26_26062020.pdf) são preferíveis do que sinais originados de transmissões analógicas. No entanto, o receptor (RX) de um sistema PBR com iluminação baseada em sinais digitais precisa converter o sinal recebido para banda-base, eliminar sinais piloto periódicos que afetam a auto-correlação do sinal recebido, e recuperar a sequência em banda-base de símbolos IQ originalmente transmitida para que ela possa ser utilizada na detecção de alvos. Por exemplo, a seção 3.3 de <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/PBROFDM.pdf> discute filtros em banda-base p/ minimizar a interferência causada por pilotos no sinal de TV digital do sistema DVB-T, que é um sistema OFDM (https://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_multiplexing). Portanto, a adoção de um sinal digital p/ iluminação de alvos em um sistema de radar PBR gera uma significativa complexidade no hardware do RX do radar, em particular quando o sistema que gera o sinal é um sistema OFDM, como é o caso, por exemplo, dos sistemas *Digital Video Broadcast* (DVB-T), *Digital Audio Broadcast* (DAB), *Digital Radio Mondiale* (DRM) e Wi-Fi (802.11a, 802.11n, 802.11ac, etc.).

Por outro lado, o sinal irradiado por uma estação comercial de rádio FM é facilmente convertido para banda-base e demodulado através de um hardware muito menos complexo do que o hardware necessário p/ demodular o sinal de um sistema OFDM. Embora a modulação do rádio FM seja analógica, o sinal de FM é digitalmente demodulado em uma sequência de amostras IQ no RX do radar, conforme veremos adiante neste capítulo. A largura do espectro do sinal IQ instantâneo depende do conteúdo do programa que está sendo transmitido. Por exemplo, quando a estação de FM transmite música do tipo *rock* esta resulta em um espectro de largura constante e comparativamente maior, o que maximiza a eficiência do processo de detecção porque a função de autocorrelação se aproxima de um pico na forma de um impulso, que é facilmente detectável. Já a transmissão de voz, como em um programa de notícias, resulta em um espectro de largura menor e variante no tempo, com função de autocorrelação pouco semelhante a um impulso, dificultando a detecção.

Fontes de iluminação

Conforme vimos nos slides 7 e 8 do Cap I.1 e slides 95 a 97 do Cap I.7, a função de ambiguidade $\Psi(\tau, \nu)$ mede a correlação entre dois sinais em banda-base: O sinal de referência ν_r e o sinal de vigilância ν_s . Por simplicidade, vamos aqui assumir que ν_s seja o sinal ν_{s1} no slide 3. O domínio (τ, ν) de Ψ é o atraso no tempo τ [s] e o desvio de frequência Doppler ν [Hz] entre os dois sinais. ν_r é o sinal recebido pela antena do *reference channel* no slide 3, convertido para banda-base. ν_s é o sinal do(s) eco(s) e demais interferências recebido(s) pela antena do *surveillance channel* 1 no slide 3, convertido para banda-base. O *range* (distância) do alvo móvel é dado por $range = c\tau$, onde $c = 3 \times 10^8$ [m/s] é a velocidade de propagação da luz, de modo que a função de ambiguidade $\Psi(\tau, \nu)$ pode também ser expressa como $\Psi(range, \nu)$. O *range* bistático em $\Psi(range, \nu)$ é a diferença entre as distâncias $R_{rx} + R_{tx}$ e L percorridas pelas duas ondas EM que se propagam respectivamente ao longo dos percursos tracejados em verde e em azul em (A) no slide 3 (lembre que as 3 antenas são co-localizadas). O desvio de frequência Doppler ν [Hz] de cada eco determina a velocidade bistática $V_b = \frac{d}{dt}(R_{rx} + R_{tx})$ do alvo móvel que gerou o eco (ver slide 3, https://en.wikipedia.org/wiki/Bistatic_range e https://en.wikipedia.org/wiki/Bistatic_Doppler_shift), sendo a relação entre ambos dada por $\nu = (V_b/c)f_o$, onde f_o [Hz] é a frequência da onda EM irradiada pela antena do TX que ilumina o alvo.



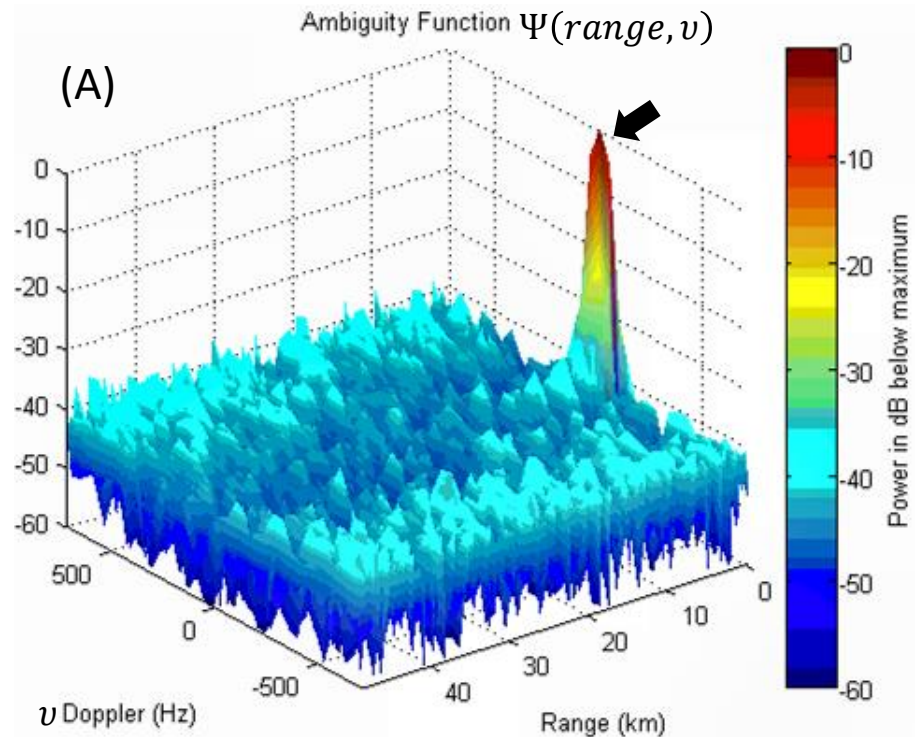
(A) ao lado mostra p/ um sinal de FM comercial a magnitude da função de ambiguidade $\Psi(range, \nu)$ para $\nu_s = \nu_r$, i.e., ν_r é correlacionado consigo mesmo (autocorrelação). Esta condição $\nu_s = \nu_r$ representa a situação em que tanto o *range* como a velocidade bistática V_b do alvo são nulas ($range = 0, \nu = 0$), i.e., o alvo está localizado na mesma coordenada geográfica da antena do RX do radar e está imóvel.

A cada alvo a uma distância bistática *range* movendo-se a uma velocidade bistática V_b corresponde um pico em $\Psi(range, \nu)$, sendo o *range* e desvio Doppler $\nu = (V_b/c)f_o$ de cada alvo identificado pela detecção do respectivo pico de magnitude de Ψ no correspondente $(range, \nu)$ no domínio da função Ψ . Por exemplo, o pico indicado pela seta preta em (A) ao lado identifica um alvo em $(range = 0, \nu = 0)$, i.e., o alvo detectado pelo pico de Ψ está localizado na mesma coordenada geográfica da antena do RX do radar e está imóvel.

Conforme veremos no CapIII.7, os picos em $\Psi(range, \nu)$ são detectados pelo algoritmo *Constant False Alarm Rate* (CFAR).

Fontes de iluminação

Note em (A) do slide anterior que há alguma ambiguidade em $\Psi(\text{range}, v)$ do sinal de FM comercial, dado que existem picos secundários (*sidelobes*) indicados pelas setas em magenta que poderiam eventualmente induzir o processo de detecção de picos (algoritmo CFAR) a um falso-alarme, identificando alvos que não existem. Este é um problema do sinal FM que resulta das características estatísticas do sinal, principalmente quando o sistema opera sob baixa SNR (*Signal To Noise Ratio*).



(A) ao lado mostra para um sinal digital DAB (*Digital Audio Broadcast*) a magnitude da função de ambiguidade $\Psi(\text{range}, v)$ para $v_s = v_r$, i.e., o alvo está localizado na mesma coordenada geográfica da antena do RX do radar e está imóvel, resultando ($\text{range} = 0, v = 0$).

Note que o pico indicado pela seta preta em (A) ao lado identifica um alvo em ($\text{range} = 0, v = 0$). Em particular, note que não há picos secundários para o sinal DAB, como é o caso do sinal de FM comercial analisado no slide anterior, minimizando a probabilidade de que o processo de detecção de picos (CFAR) seja induzido a um falso-alarme quando o sistema opera sob baixa SNR, de modo a evitar que o CFAR detecte alvos que não existem.

Portanto, a seleção criteriosa do sinal do transmissor a ser usado é necessária para um desempenho ótimo. Se não há limitações quanto a complexidade do hardware, o ideal é selecionar um sinal digital, em particular um sinal de TV Digital pela significativa EIRP da onda EM irradiada, maximizando o alcance do radar. No Brasil, o padrão adotado p/ TV Digital é o ISDB-T.

O ISDB-T utiliza modulação OFDM (https://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B31v1_6-E2.pdf) o que garante um sinal estatisticamente uniforme e constante semelhante a ruído branco gaussiano (https://en.wikipedia.org/wiki/White_noise), com largura de espectro constante e com picos secundários previsíveis em $\Psi(\text{range}, v)$. No entanto, o sinal de sistemas digitais, sejam sistemas OFDM ou *single-carrier*, apresentam periodicidades na estrutura do sinal. Essas periodicidades no sinal transmitido são introduzidas por diferentes razões (por exemplo, sinais piloto para fins de sincronização, conforme já discutido no slide 12), e introduzem artefatos na superfície $\Psi(\text{range}, v)$ resultando em falso-alarmes de parte do algoritmo CFAR. Para eliminar os efeitos destes sinais pilotos é necessário converter o sinal recebido para banda-base e recuperar a sequência em banda-base de símbolos IQ originalmente transmitida para que ela possa ser utilizada na detecção de alvos na superfície $\Psi(\text{range}, v)$. Isto resulta em complexidade no hardware do RX do sistema PBR, em particular quando o sinal iluminante é gerado por um sistema OFDM.

Fontes de iluminação

A tabela abaixo compara as características de alguns dos iluminadores oportunistas discutidos nos slides anteriores.

Considerations relating to FM, DAB, and DVB-T Illuminators of Opportunity			
	FM	DAB	DVB-T
Frequency band (MHz)	88-108	174-240	470-862
Network	MFN	SFN	SFN
Single channel BW	150 kHz (max.)	1.536 MHz	7.612 MHz
Typical ERP (kW)	2-250	0.5-10	1-100
Power density (Φ) at target in example scenarios	ERP = 100 kW; target at 50 km; $\Phi = -55$ dBW/m ²	ERP = 5 kW; target at 30 km; $\Phi = -64$ dBW/m ²	ERP = 50 kW; target at 50 km; $\Phi = -58$ dBW/m ²
Range-cell width (ΔR) and its dependencies	1-3 km depending on instantaneous BW, bistatic angle	approx. 100 m depending on bistatic angle	approx. 20 m depending on bistatic angle
Typical integration times (s)	1	0.5	0.5
FM, frequency modulation; DAB, digital audio broadcast; DVB-T, digital video broadcast-terrestrial; MFN, multiple frequency network; SFN, single frequency network; ERP, effective radiated power			

Note que alguns sistemas baseados em OFDM, como o DVB-T e o ISDB-T, utilizam uma topologia de rede do tipo SFN (*Single Frequency Network*). A topologia SFN difere da clássica topologia MFN (*Multiple Frequency Network*). Em uma rede MFN todos os TXs transmitem em frequências diferentes. Em uma rede SFN todos os TXs de uma célula SFN transmitem na mesma frequência e todos são sincronizados no tempo por GPS, minimizando a ocupação do espectro. Do ponto de vista de operação de um radar PBR, os múltiplos TXs geram várias réplicas do sinal direto recebidas no RX do radar.

Como os TXs na célula SFN estão localizados em coordenadas distintas, as réplicas do sinal recebidas no RX do radar são interpretadas como originadas por multipercurso e um único alvo iluminado pelo sinal da rede SFN pode gerar vários ecos no display do RX do radar, um para cada TX da célula, o que é altamente indesejável porque aumenta em muito a complexidade do processo de detecção pelo algoritmo CFAR, que precisa de processamento adicional para lidar com esta redundância de sinais.

Neste contexto e no âmbito do que discutimos nos slides anteriores, o “velho” sinal de FM analógico permanece como uma opção bastante viável para iluminar alvos em um sistema de radar PBR, apesar do problema dos picos secundários (*sidelobes*) na função de ambiguidade $\Psi(\text{range}, \nu)$. Nos próximos slides analisaremos a geração (modulação) e a demodulação do sinal de FM analógico, que é o sinal iluminante que adotaremos neste estudo. Esta análise do sinal de FM permitirá, posteriormente, determinarmos o desempenho do processamento em banda-base de um radar PBR quando o sinal iluminante do alvo é um sinal de FM comercial na faixa de 88 a 108 MHz.

Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emisoras de FM comerciais

Passamos agora a caracterizar o sinal em banda-base digitalmente demodulado no RX de um radar PBR a partir do sinal irradiado por um TX de FM comercial. O desenvolvimento que segue é baseado na referência [1] (<https://www.fccdecastro.com.br/pdf/FMDSP.pdf>) e na referência [2] do Apêndice F. O *script* Mathcad referente a este desenvolvimento está disponível em <https://www.fccdecastro.com.br/ZIP/FMBasebandIQStreamGenerator.zip>.

Com base no trabalho de Voss & Clarke, adotaremos no presente estudo um sinal de ruído rosa (*pink noise* = $1/f$ noise) para representar o sinal de áudio transmitido por uma estação de FM. Voss & Clarke mostraram que as flutuações do tipo *pitch* e *loudness* em sinais de voz e em sinais musicais são representados por ruído $1/f$ ou *pink noise*. Ver https://en.wikipedia.org/wiki/Pink_noise, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/OneOverFNoise%5b1%5d.pdf> e <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/OneOverFNoise%5b2%5d.pdf>.

Passamos então a descrever o *script* MathCad acima referido, o qual implementa o gerador do sinal em banda-base digitalmente demodulado no RX do *reference channel* de um radar PBR a partir do sinal iluminante irradiado por um TX de FM comercial. As referências [1] e [2] na descrição do *script* que segue são as mesmas referências referidas no Apêndice F.

Geração do sinal IQ em bandabase no TX:

$FFTSize := 2048$ → Número de amostras no espectro do sinal

$V_m := 10$ → Amplitude do sinal Msg

$D_f := 32 \cdot 120 \cdot \pi$ → Frequency deviation constant [rad/(volt*s)] - Eq (5-36) na seção "5-6 PHASE MODULATION AND FREQUENCY MODULATION" de [2]

$A_c := 6$ [volt] → Amplitude do sinal baseband recuperado no RX

$N := 2^{16}$ → Número de símbolos IQ gerados (usar potência de 2 para viabilizar a DFT ser implementada via FFT)

$F_s := 250$ kHz → A/D sampling rate

Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

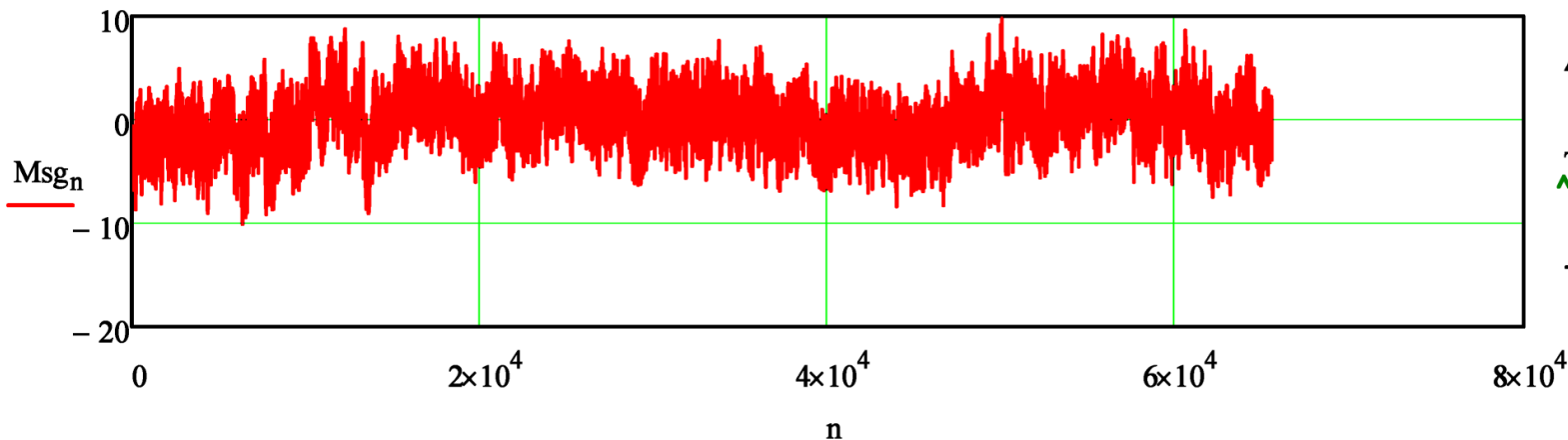
$Msg := \text{onefn}(N)$ → "original message signal" ou "modulating signal" $m(t)$ é o sinal de ruído $1/f$ (pink noise) mostrado no gráfico de $Msg[n]$ abaixo - ver seções "4-1 COMPLEX ENVELOPE REPRESENTATION OF BANDPASS WAVEFORMS" e "5-6 PHASE MODULATION AND FREQUENCY MODULATION" de [2]. Ver também Eqs (2.1) e (2.2) de [1]. A adoção de pink noise para o sinal $m(t)$ é baseado no trabalho de Voss & Clarke que "showed that pitch and loudness fluctuations in speech and music are pink noises". Ver https://en.wikipedia.org/wiki/Pink_noise.

$Msg := Msg - \text{mean}(Msg)$ → remoção do nível DC

$Msg := Msg \cdot \frac{V_m}{\max(Msg)}$ → Ajusta amplitude

Gráfico do message signal $m(t) = Msg[n]$:

$n := 0, 1..N - 1$



$$\Delta t := \frac{1}{F_s} = 4 \cdot \mu\text{s}$$

$$T := N \cdot \Delta t = 262.144 \text{ms}$$

$$\frac{1}{T} = 3.815 \times 10^{-3} \cdot \text{kHz}$$

Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emisoras de FM comerciais

Espectro do *message signal* $m(t) = \text{Msg}[n]$:

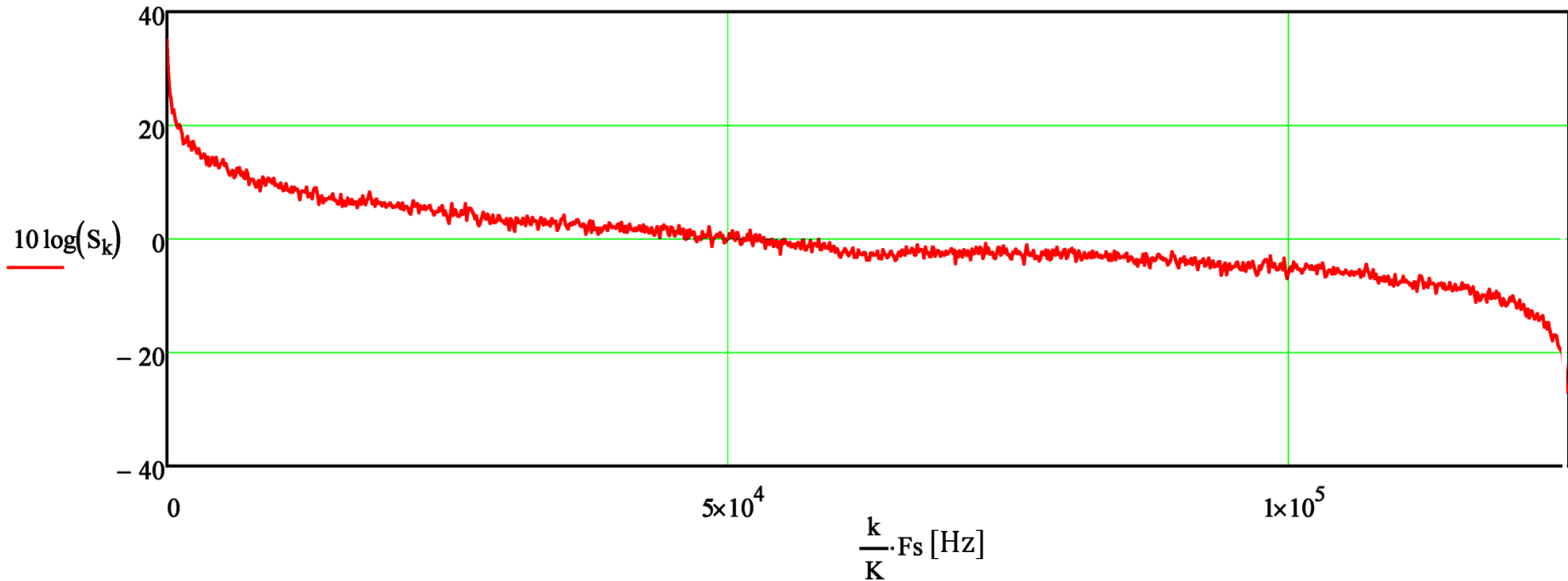
$S := \text{PowerSpectrum}(\text{Msg}, \text{FFTSize})$

$K := \text{length}(S)$

$k := 0 .. K - 1$

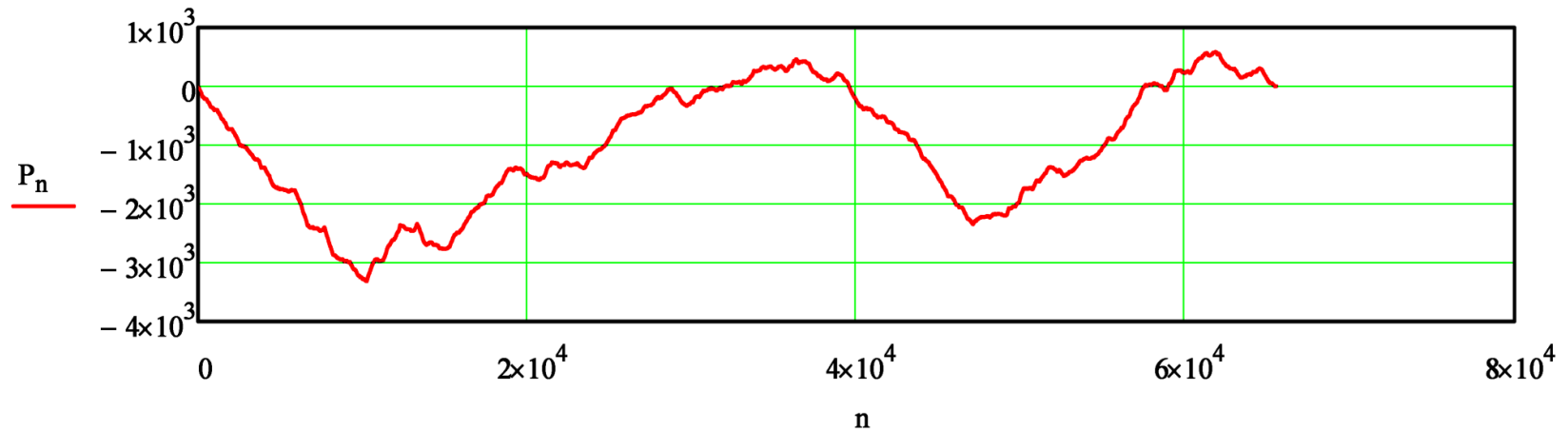
$F_{\text{max}} := \frac{F_s}{2}$

$K = 2.048 \times 10^3$



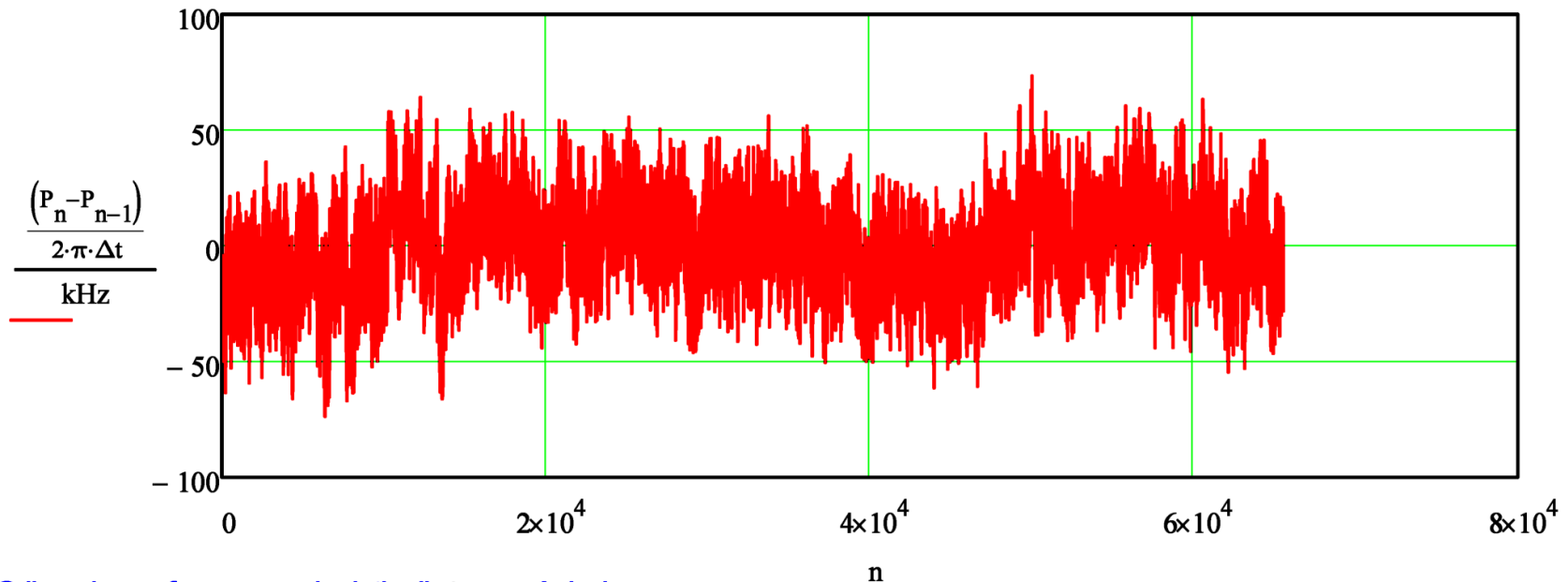
Determinando e plotando o "modulating input signal" $P[n]$ (Ver Eqs (2.1) e (2.2) de [1]):

$$P_n := \frac{Df}{N} \cdot \sum_{k=0}^n \text{Msg}_k$$



Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

Plotando o "frequency deviation" instantâneo $\Delta f = \frac{(P_n - P_{n-1})}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t}$ (ver Eq. (2.7) de [1]):



O "maximum frequency deviation" Δf_{\max} é dado por:

$$\Delta f_{\max} := \frac{\frac{Df}{N} \cdot \max(|\vec{Msg}|)}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t} = 73.782 \cdot \text{kHz}$$

(Ver Eq (2.8) de [1]. Ver também

<https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/fm-frequency-modulation-index-deviation-ratio.php>)

Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

Banda Bfm ocupada no canal de RF - Carson's Rule for FM signal passband bandwidth Bfm:

B := 15kHz → "maximum audio frequency for the modulating signal Msg"

Ver <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/fm-frequency-modulation-index-deviation-ratio.php>

Bfm := 2·(Δfmax + B) = 177.565·kHz → "the bandwidth of 98% of the power". Ver

<https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/frequency-modulation-fm-sidebands-bandwidth.php> , Ver também Eq (5.1) de [1].

Limitando o espectro de P no TX com um filtro Raised Cosine:

α := 0.15 Ncoef := 127 → Ncoef é o número de coeficientes e α é o roll-off do filtro

Ks := 1.25 → *oversampling factor* (número k de amostras por intervalo de duração de símbolo IQ) - **usado aqui como artifício p/ ajustar manualmente a BW do filtro RC**

Resposta ao impulso do filtro Root Raised Cosine:

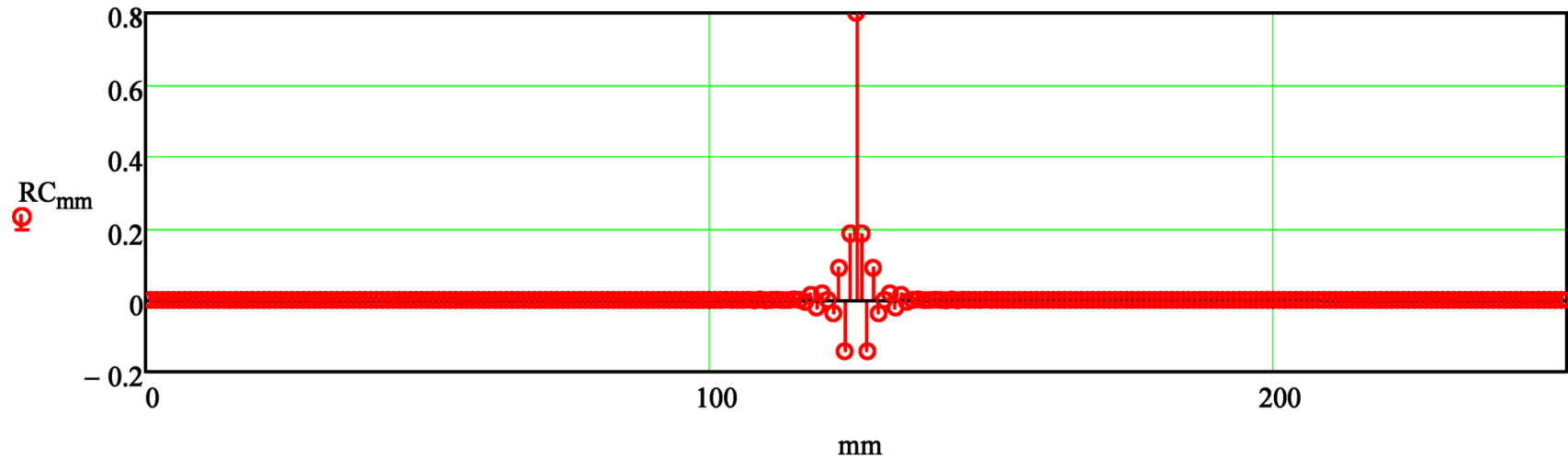
$$\text{RRC_ImpResp}(n, N, K, \alpha) := \frac{4 \cdot \alpha}{\pi \cdot K} \cdot \frac{\cos \left[\frac{n - \frac{N-1}{2}}{K} \cdot \pi \cdot (1 + \alpha) \right] + \frac{\pi \cdot (1 - \alpha)}{4 \cdot \alpha} \cdot \text{sinc} \left[\frac{n - \frac{N-1}{2}}{K} \cdot \pi \cdot (1 - \alpha) \right]}{1 - \left(\frac{n - \frac{N-1}{2}}{K} \cdot 4 \cdot \alpha \right)^2}$$

nn := 0, 1 .. Ncoef - 1 RRC_{nn} := RRC_ImpResp(nn, Ncoef, Ks, α)

Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

Determinando e plotando a resposta ao impulso do filtro Raised Cosine:

```
RC := Convolve(RRC,RRC)      mm := 0,1 .. length(RC) - 1
```



Limitando o espectro de P fazendo a convolução de P com a resposta ao impulso do filtro Raised Cosine :

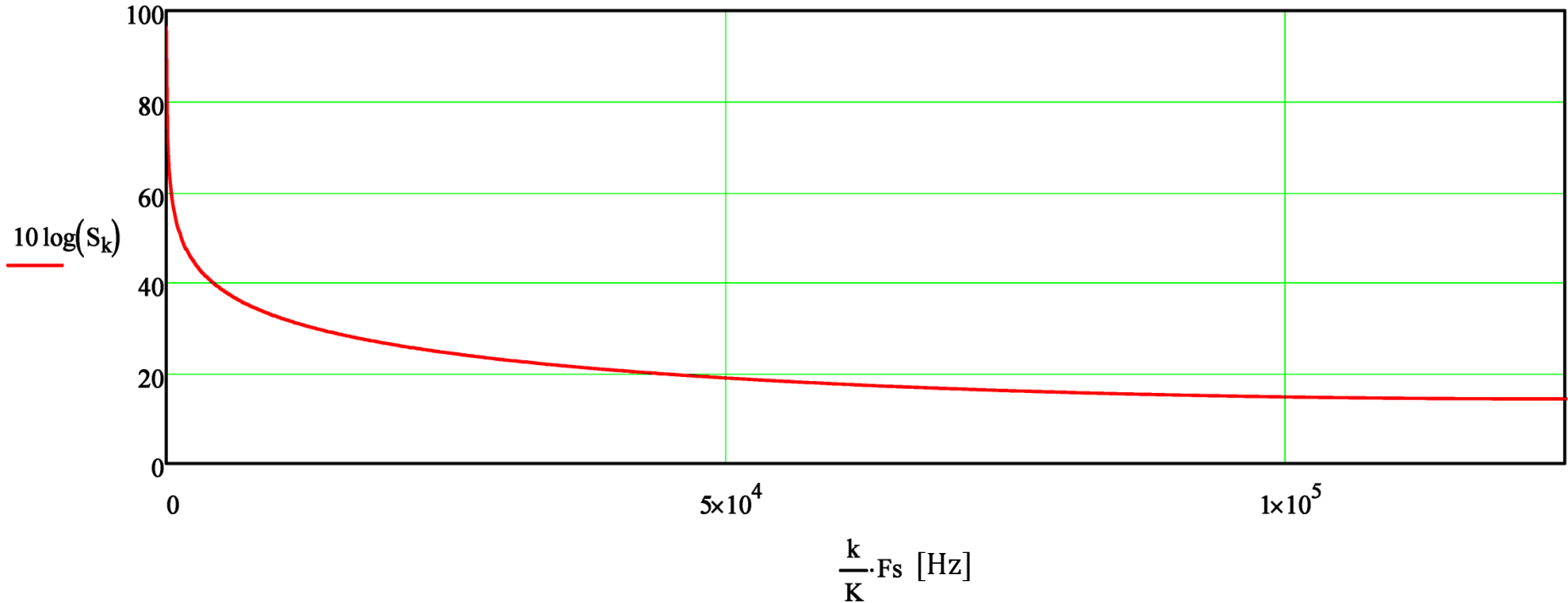
```
FILTRO := 1 → 1-ON, 0-OFF
```

```
P := if(FILTRO = 1, Convolve(P,RC), P)
```

Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

Espectro de P após o filtro Raised Cosine:

$S := \text{PowerSpectrum}(P, \text{FFTSize})$ $K := \text{length}(S)$ $k := 0 .. K - 1$ $F_{\text{max}} := \frac{F_s}{2}$ $K = 2.048 \times 10^3$



O sinal $P[n]$ é então upconvertido p/ a frequência central ω_c do canal de RF, resultando no sinal $X_{FM}(t)$ - ver Eq. (2.9) de [1], $X_{FM}(t)$ é então amplificado pelo HPA (*high power amplifier*) do TX da estação de FM e é transmitido pela antena.

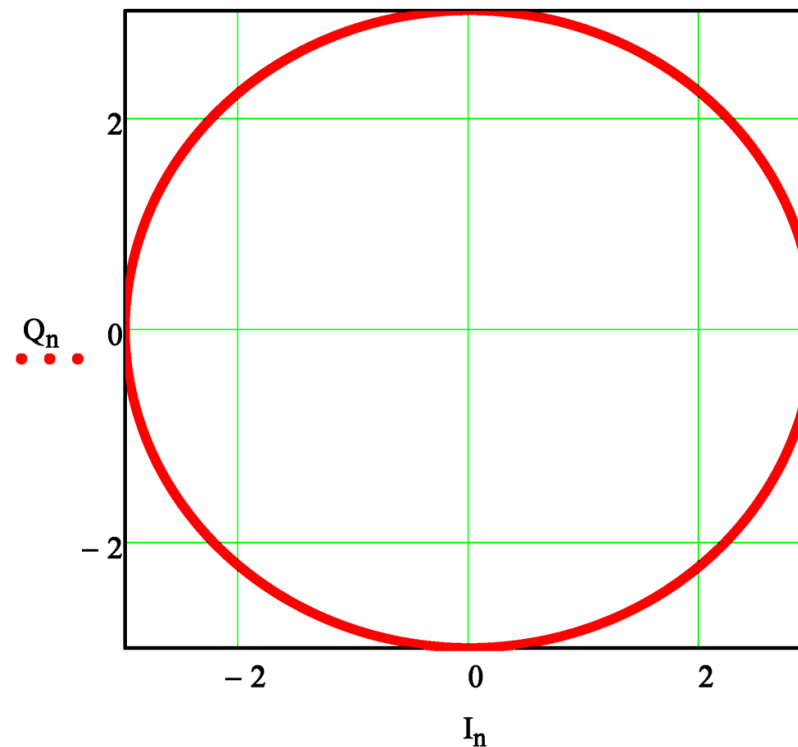
Demodulação do sinal $I+jQ$ em bandabase no RX a partir do sinal $X_{FM}(t)$ recebido na antena do RX:

Após ser transmitido pela antena do TX o sinal $X_{FM}(t)$ é recebido pela antena do RX. Após ser amplificado pelo LNA (*low noise amplifier*) o sinal $X_{FM}(t)$ é então downconvertido e digitalizado, resultando no *stream* de símbolos IQ em bandabase - ver Fig 2.2 e Eqs. (2.14), (2.19) e (2.21) de [1]:

$$I_n := \frac{Ac}{2} \cdot \text{Re}(e^{j \cdot P_n}) \quad \text{Eq. (2.14) de [1]}$$

$$Q_n := \frac{Ac}{2} \cdot \text{Im}(e^{j \cdot P_n}) \quad \text{Eq. (2.19) de [1]}$$

Mapa IQ do *stream* de símbolos IQ em bandabase:



Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

Gravando em disco o *stream* de símbolos I+jQ em bandabase:

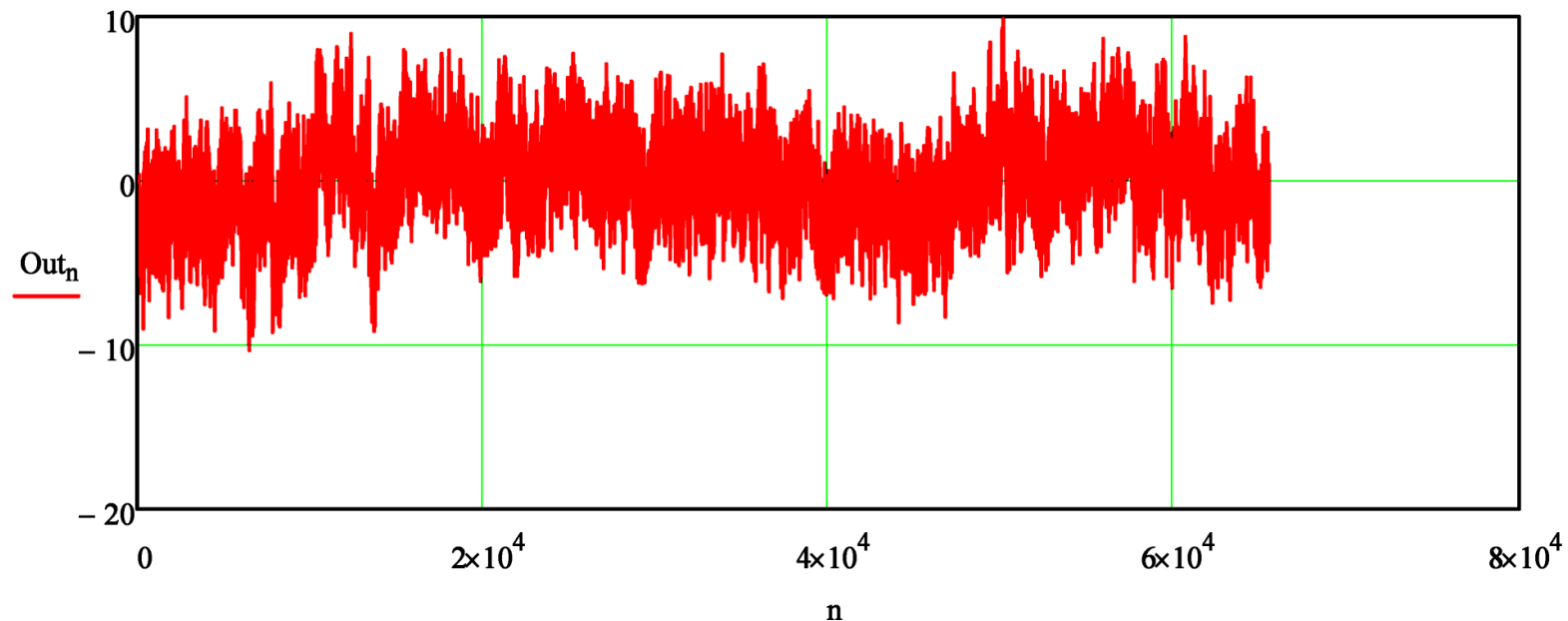
SaveData := 1 → Se SaveData=1 grava em disco o *stream* de símbolos I+jQ nos arquivos "Ibb.txt" e "Qbb.txt".

IbbFile := if(SaveData = 1, "Ibb.txt", 0) QbbFile := if(SaveData = 1, "Qbb.txt", 0)

WRITEPRN(IbbFile) := I WRITEPRN(QbbFile) := Q

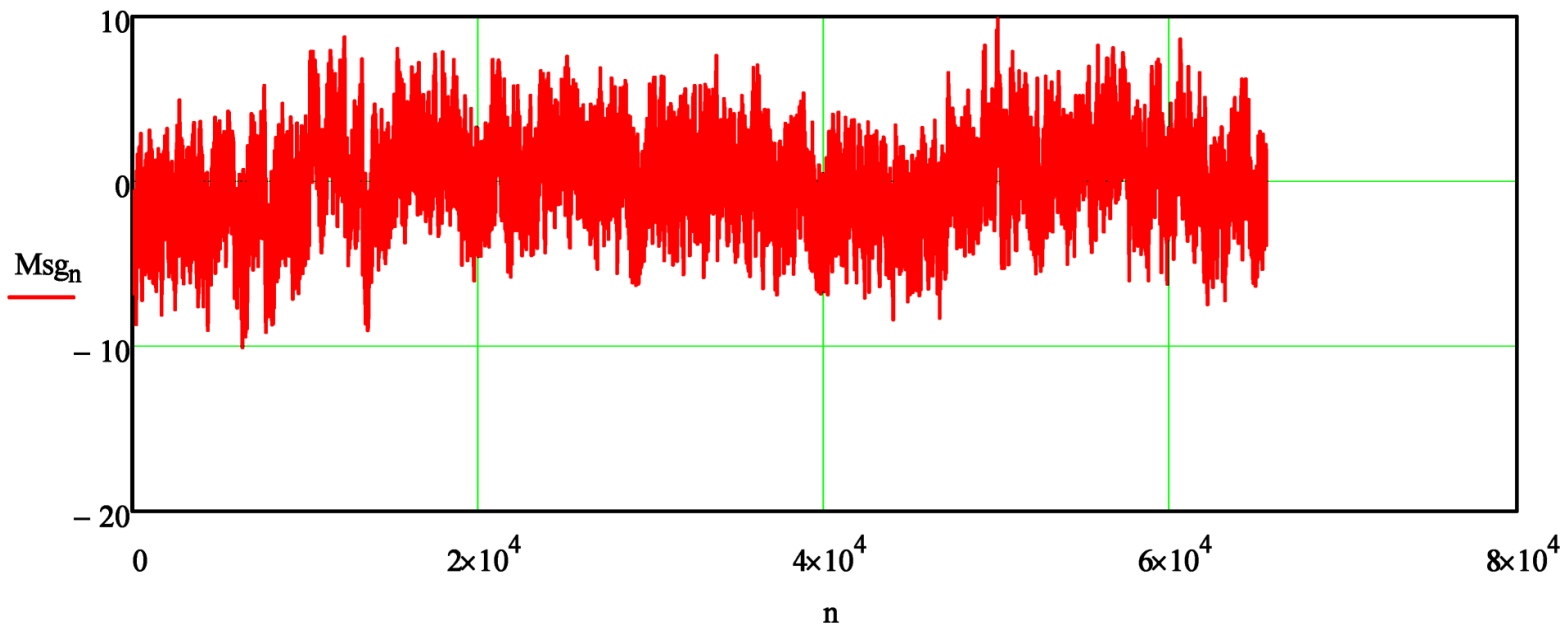
Obtendo o *message signal* Out_n demodulado no RX através do "Polar Discriminator" da Fig. 4.2 de [1]:

$$x_n := I_n + j \cdot Q_n \quad Out_n := \text{if} \left(n = 0, 0, \frac{N}{Df} \cdot \arg \left(x_n \cdot \overline{x_{n-1}} \right) \right)$$



Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

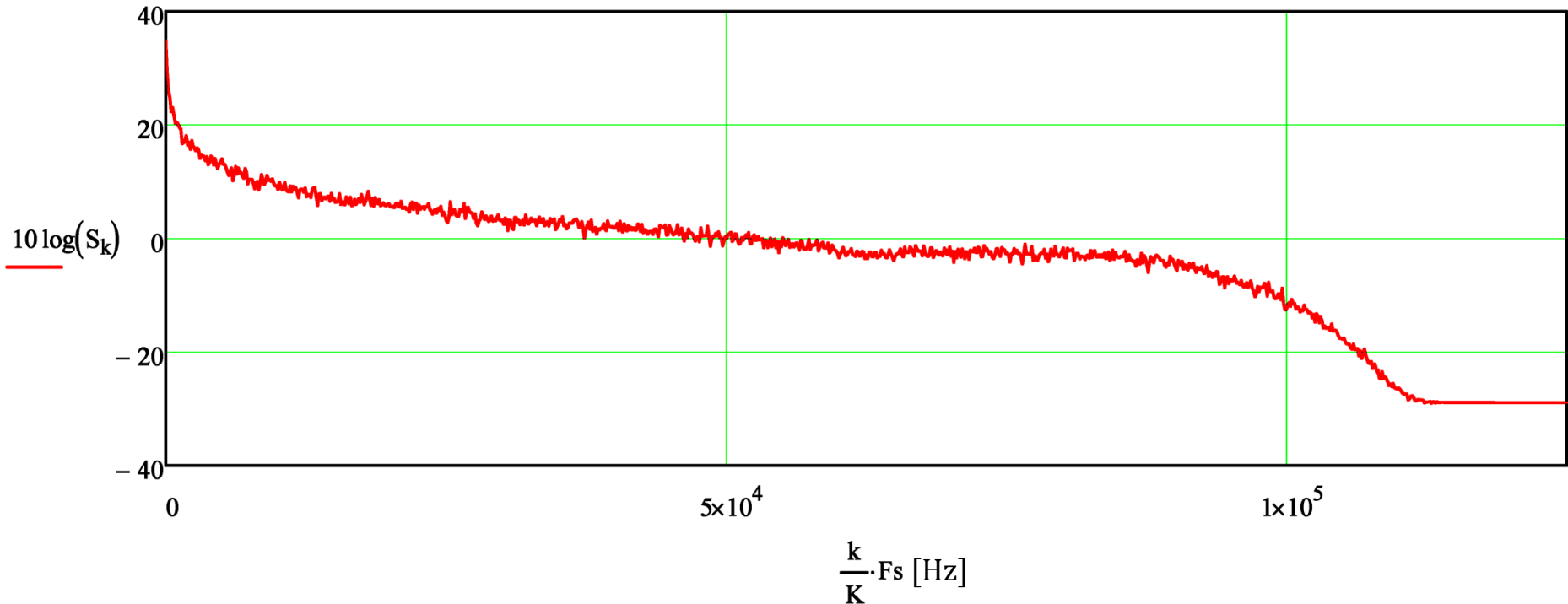
Note que o *message signal* Out demodulado no RX através do "Polar Discriminator" da Fig. 4.2 de [1] (gráfico acima) é uma boa aproximação do *message signal* original Msg que foi transmitido pelo TX (gráfico abaixo):



Iluminadores na faixa de 88-108MHz – o sinal de emissoras de FM comerciais

O espectro do *message signal* Out demodulado no RX é:

$S := \text{PowerSpectrum}(\text{Out}, \text{FFTSize})$ $K := \text{length}(S)$ $k := 0 .. K - 1$ $F_{\text{max}} := \frac{F_s}{2}$ $K = 2.048 \times 10^3$



Note que o espectro do *message signal* Out demodulado no RX é o espectro do *message signal* original Msg no TX com as componentes espectrais de alta frequência acima de 100 kHz removidas pelo filtro Raised Cosine. Por esta razão o *message signal* Out no domínio tempo é apenas uma aproximação (embora seja uma boa aproximação) do *message signal* original Msg que foi transmitido pelo TX. Desativando o filtro Raised Cosine (fazendo `FILTRO = 0`, acima), Out demodulado no RX resulta idêntico ao *message signal* original Msg no TX.

Antenas receptoras

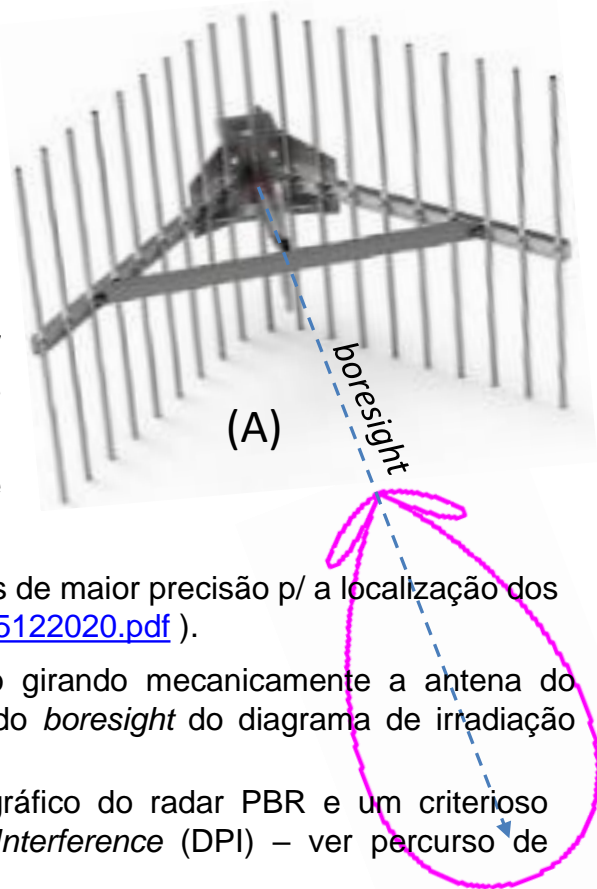
O sistema de antenas receptoras de um radar PBR, como em qualquer radar ou sistema de comunicação sem fio, é de fundamental importância dado que antecede o *front-end* de RF do RX, afetando o sinal dos ecos e o desempenho como um todo do radar PBR. A principal função do sistema de antenas em um radar passivo é prover separação espacial entre o sinal de referência do TX oportunístico e os sinais de eco dos alvos. Por esta razão, é desejável que a antena do RX de um radar PBR apresente um lobo principal estreito e lobos laterais os menores possíveis. No entanto, as bandas de VHF e UHF, onde os radares passivos geralmente operam, limitam as possibilidades de construção de antenas (ou *arrays* de antenas) com tais propriedades devido ao maior comprimento de onda que impõe um maior tamanho nas estruturas condutoras da antena. Em particular, quando sinais OFDM de TV digital são utilizados, o *array* precisa adicionalmente operar de modo uniforme ao longo da banda de 6MHz do sinal OFDM, o que é um sério desafio.

Uma possível abordagem para o sistema de antenas de um radar PBR é utilizar pelo menos duas antenas direcionais, cada uma das antenas conforme exemplificado em (A) ao lado. A antena do *reference channel* tem o *boresight* do seu diagrama de radiação (curva em magenta em (A)) apontado para o TX oportunístico e é utilizada para recepção do sinal de referência. O *boresight* das demais antenas são direcionadas p/ o setor angular de interesse, de modo a captar o sinal do(s) eco(s) do(s) alvo(s), e processá-los nos respectivos *surveillance channels*. O slide 3 mostra um radar PBR com 3 antenas – uma p/ o *reference channel* e duas respectivamente p/ os *surveillance channels* 1 e 2. Com duas antenas de vigilância (dois *surveillance channels*) o ângulo elétrico entre os respectivos sinais de vigilância permite determinar por interferometria o ângulo de azimute dos alvos (ver slides 97 a 103 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf).

Múltiplas antenas de vigilância e respectivos *surveillance channels* permitem usar algoritmos de maior precisão p/ a localização dos alvos, como o MUSIC e o ESPRIT (ver http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula19e20_15122020.pdf).

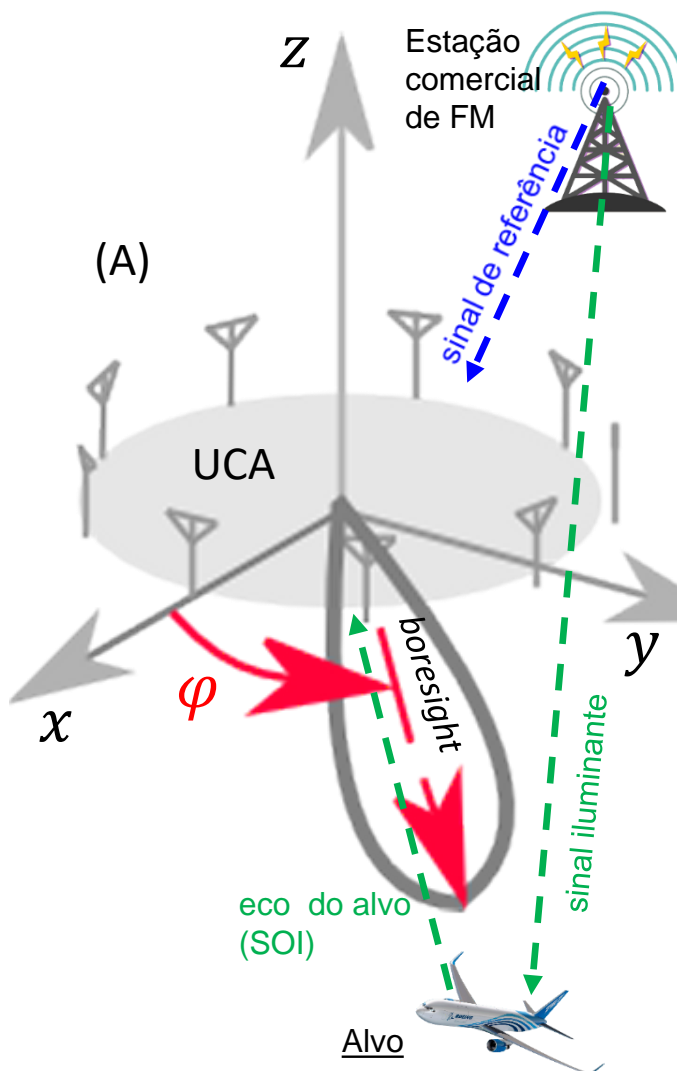
Com apenas um *surveillance channel* o PBR determina o ângulo de azimute do alvo girando mecanicamente a antena do *surveillance channel* até que se obtenha um máximo de sinal, quando então o ângulo do *boresight* do diagrama de irradiação corresponde ao ângulo de azimute de alvo.

A abordagem através de antenas direcionais exige um criterioso posicionamento geográfico do radar PBR e um criterioso apontamento angular do *boresight* das antenas de modo a minimizar o *Direct Path Interference* (DPI) – ver percurso de propagação da onda EM do DPI em vermelho tracejado na figura (A) no slide 3.



Antenas receptoras

Uma abordagem alternativa à antena direcional é adotar um *phased-array* com o diagrama de radiação sendo modelado por um *beamformer*. Uma discussão sobre *phased-arrays* e *beamformers* pode ser encontrada nos slides 52 a 143 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula16a18_15122020.pdf. No contexto específico de *phased-arrays* e *beamformers* para recepção é possível minimizar a complexidade através de elementos passivos controlados por reatância – ver <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/RDCBBeamformer.pdf> e <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/BCBeamformer.pdf>.



Em (A) ao lado é mostrado um *phased-array* do tipo UCA (*Uniform Circular Array*) com 9 elementos, que na grande maioria dos casos são dipolos de meia-onda com polarização vertical.

O processamento digital efetuado por um *beamformer* efetua uma combinação linear multiplicando por um coeficiente complexo o *stream* de símbolos IQ em banda-base correspondente ao sinal recebido por cada respectivo elemento do *array*, somando o resultado de todas as multiplicações. O conjunto de coeficientes complexos é recorrentemente ajustado de modo adaptativo objetivando maximizar algum parâmetro de desempenho ou, equivalentemente, minimizar uma função de custo, o que simultaneamente modela o formato do diagrama de radiação do *phased-array* (ver slide 118 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula16a18_15122020.pdf).

Note que, no caso em (A) o *beamformer* busca maximizar o ganho do diagrama de radiação do *phased-array* no azimute φ do alvo, maximizando o sinal dos ecos, que é o SOI (*Signal Of Interest*). Simultaneamente o *beamformer* busca minimizar o ganho na direção do sinal de referência de modo a minimizar o DPI (*Direct Path Interference*). Neste contexto, um popular algoritmo para *beamforming* é o *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR), que objetiva reduzir a potência da combinação dos sinais recebidos, sujeito à condição de manter a potência do sinal dos ecos do alvo (SOI) – ver <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/MVDR1.pdf> e <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/MVDR2.pdf>.

Embora um sistema de antenas “*phased-array + beamformer*” seja bem mais flexível e versátil do que um conjunto de antenas direcionais para os canais de referência e vigilância, o custo computacional do processamento digital efetuado no *beamformer* é bastante significativo. Eventualmente é possível armazenar em memória o conjunto de coeficientes complexos do *beamformer* que modela o diagrama de radiação p/ as situações mais comuns e apenas chavear entre elas à medida que o(s) alvo(s) se move(m), reduzindo assim o custo em tempo real do processamento digital.

Supressão do sinal direto

O sinal na saída da antena de um canal de vigilância (*surveillance channel*) é composto pelos seguintes sinais:

- **Direct path interference (DPI):** Apesar do uso de antenas direcionais, ou de *beamforming digital*, o sinal do caminho direto extravasa para o canal de vigilância (ver percurso de propagação da onda EM do DPI em **vermelho** tracejado na figura (A) no slide 3). O sinal v_r do DPI é a componente mais intensa no sinal recebido pelos canais de vigilância. O sinal v_r do caminho direto apresenta retardo no tempo nulo (porque é a referência) e desvio de frequência Doppler nulo (porque o TX iluminante está imóvel) em relação ao sinal v_t resultante do eco dos alvos.
- **Clutter:** A onda EM irradiada pela antena do TX iluminante se reflete em inúmeros objetos estacionários que são refletores por serem condutores elétricos, em particular em estruturas metálicas de construções e edifícios, gerando então os ecos denominados *clutter*. O sinal dos ecos de *clutter* são portanto gerados por objetos refletores estacionários. Consequentemente, os ecos do tipo *clutter* consistem de réplicas atrasadas no tempo do sinal de referência v_r e sem desvio de frequência Doppler, podendo ser considerados um cenário clássico de *multipath* (ver http://www.fccdecastro.com.br/pdf/T2_Aulas16a20_27052020.pdf). Em determinadas situações pode ocorrer que, devido ao movimento lento de determinados objetos (por exemplo, galhos de árvores ou ondas do mar), algum desvio Doppler estará presente na onda EM refletida por estes objetos. Neste estudo, no entanto, o eco do tipo *clutter* será tratado como uma cópia atrasada do sinal de referência com pouco ou nenhum desvio Doppler.
- **Eco(s) do(s) alvo(s):** Sinal de interesse (SOI – *signal of interest*) originado pela reflexão da onda EM do sinal iluminante em alvos móveis, como aeronaves, navios e veículos (ver slide 3). Como os alvos estão em movimento, o eco da onda EM refletida no alvo não somente apresenta um atraso no tempo em relação à onda EM do caminho direto como também apresenta um desvio de frequência Doppler proporcional à velocidade bistática do alvo. No raro caso em que o alvo se move tangencialmente ao elipsóide bistático (ver (A) no próximo slide), o *range* bistático do alvo é constante e o desvio Doppler é nulo (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Bistatic_range e https://en.wikipedia.org/wiki/Bistatic_Doppler_shift).
- **Ruído:** Em radares de microondas (geralmente bandas S, C e X) o ruído é dominado pelo ruído térmico do *front-end* do RX. Nas frequências mais baixas de UHF ou VHF, que são típicas para radares passivos que utilizam iluminadores comerciais oportunistas, como rádio FM ou televisão digital, o componente de ruído dominante é frequentemente produzido por atividade humana (*man made noise*).

Supressão do sinal direto

Com base no slide anterior, os quatro sinais componentes do sinal de tensão $v_s(t)$ na saída da antena de qualquer um dos *surveillance channels* em (A) no slide 3 são aproximados por:

$$v_s(t) = \underbrace{A_0^s \cdot v_r(t)}_{\text{DPI}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{N_s} A_i^s \cdot v_r\left(t - \frac{R_i}{c}\right)}_{\text{clutter}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{N_m} A_i^m \cdot v_r\left(t - \frac{R_i}{c}\right) e^{j2\pi v_i t}}_{\text{Eco dos alvos (= targets): } v_t(t)} + \underbrace{\eta(t)}_{\text{ruído}} \quad (1)$$

onde

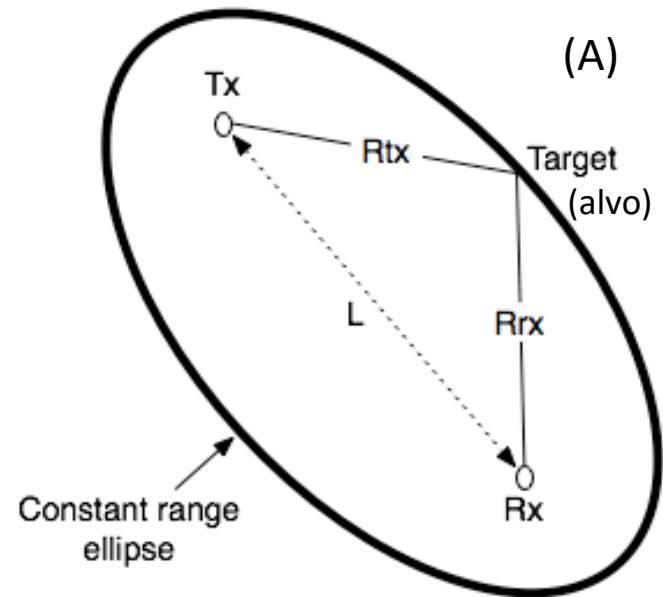
$c = 3 \times 10^8$ [m/s] é a velocidade de propagação da luz

$$v_i = (V_i/c)f_0 \quad (2)$$

$$V_i = \frac{d}{dt}(R_{tx}^i + R_{rx}^i) \quad (3)$$

e onde $v_r(t)$ é o sinal de tensão na saída da antena do *reference channel*, A_i^s define a amplitude do eco do i -ésimo objeto refletor estacionário, A_i^m define a amplitude do eco do i -ésimo alvo em movimento, R_i é o range bistático do i -ésimo alvo/objeto, v_i e V_i são respectivamente o desvio de frequência Doppler e a velocidade bistática do i -ésimo alvo móvel, N_s é o número de objetos estacionários e N_m é o número de alvos móveis.

A_0^s representa a amplitude do DPI, que, devido à diretividade da antena do *reference channel*, assume-se aproximar o sinal do TX iluminante, dado que a diretividade da antena apontada para o TX iluminante minimiza eventuais interferências como também minimiza o *multipath*.

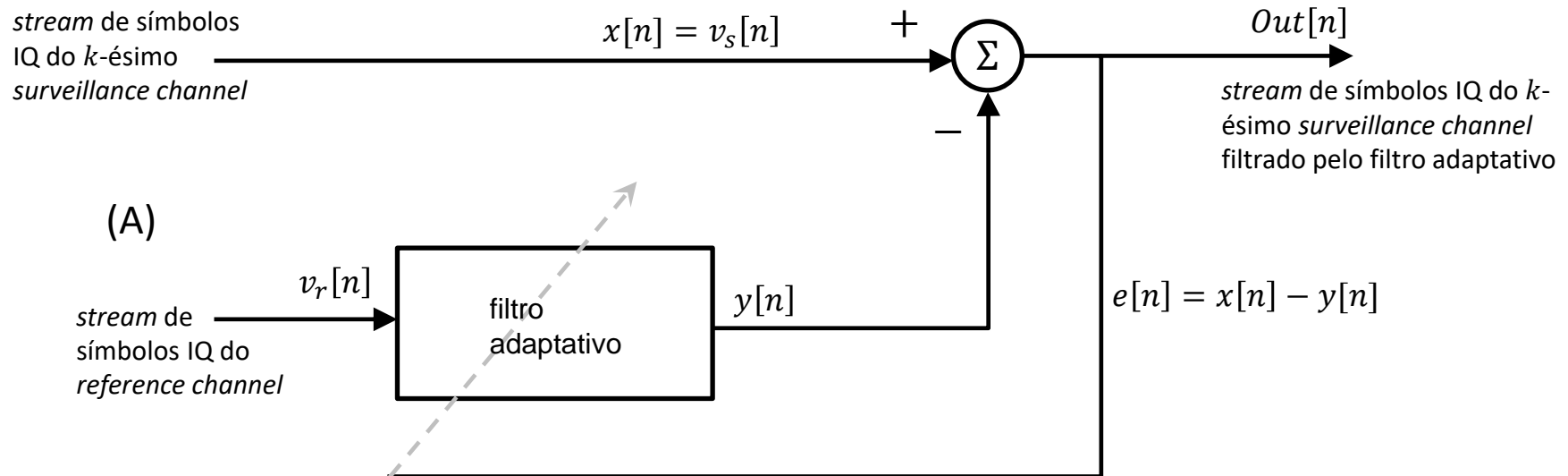


Supressão do sinal direto

Note que o DPI e o *clutter* podem ser modelados por um único somatório, desde que se defina o *range* bistático $R_0 = 0$:

$$v_s(t) = \underbrace{\sum_{i=0}^{N_s} A_i^s \cdot v_r \left(t - \frac{R_i}{c} \right)}_{\text{DPI + clutter}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{N_m} A_i^m \cdot v_r \left(t - \frac{R_i}{c} \right) e^{j2\pi v_i t}}_{\text{Eco dos alvos (= targets): } v_t(t)} + \underbrace{\eta(t)}_{\text{ruído}} \quad (4)$$

O primeiro somatório na expressão de $v_s(t)$ acima é o componente de sinal indesejado que o filtro adaptativo para supressão do DPI e *clutter* deve atenuar. O diagrama de blocos geral do filtro adaptativo para supressão do DPI+*clutter* é mostrado em (A) abaixo. $v_s[n]$ e $v_r[n]$ são respectivamente os sinais $v_s(t)$ e $v_r(t)$ digitalizados e convertidos para banda-base.



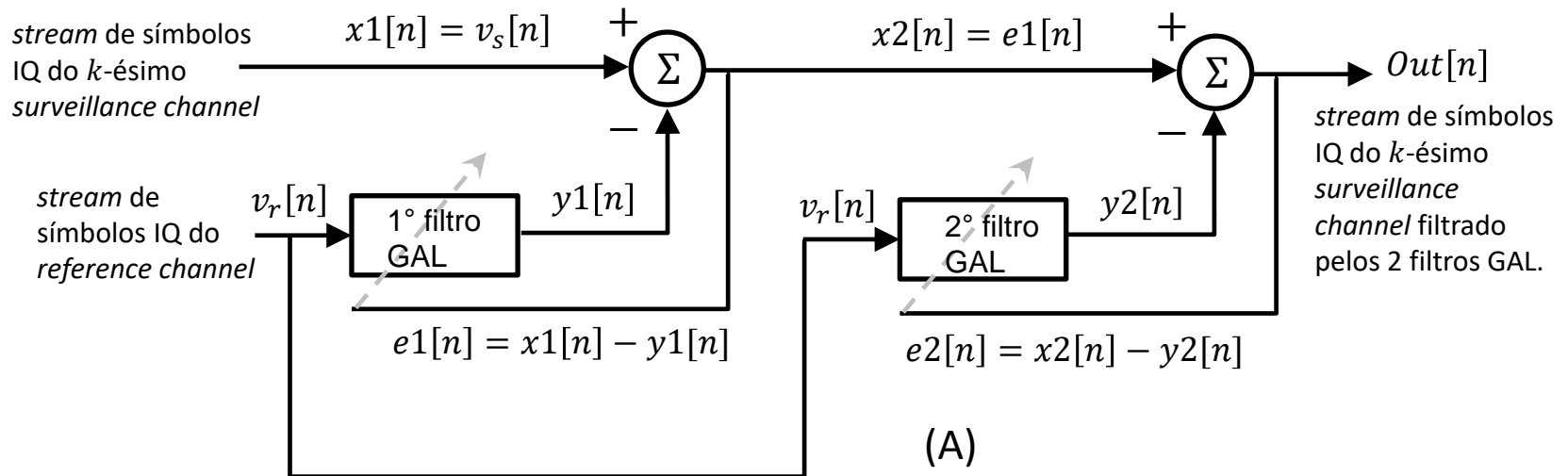
Supressão do sinal direto

Há inúmeros tipos de filtros para minimizar a interferência do *clutter* e do sinal do DPI. Ver, por exemplo, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/CAMCRPCL.pdf>, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/AFDPMIC.pdf>, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/EDSSPR.pdf>, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/FMRBBR.pdf>, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/EDSCFMPR.pdf>, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/BNMLSCAPR.pdf> e <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/MPADRTDPBR.pdf>.

Neste estudo adotaremos o filtro GAL (*Gradient Adaptive Lattice*) para minimizar a interferência do *clutter* e do sinal do DPI. O pseudocódigo do filtro GAL encontra-se descrito no Apêndice A e a teoria de operação do mesmo encontra-se descrita no capítulo 5 da referência [6] do Apêndice F.

O filtro GAL apresenta uma complexidade computacional moderada que cresce linearmente com a ordem M do filtro, mas que é bem menor que a complexidade do clássico filtro RLS (https://en.wikipedia.org/wiki/Recursive_least_squares_filter). A convergência do filtro GAL é bastante similar a do filtro RLS e muito mais rápida do que a convergência do filtro NLMS ([https://en.wikipedia.org/wiki/Least_mean_squares_filter#Normalized_least_mean_squares_filter_\(NLMS\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Least_mean_squares_filter#Normalized_least_mean_squares_filter_(NLMS))).

Para efeito de maximizar a supressão do DPI e do *clutter*, neste estudo adotaremos dois filtros GAL em série, ambos de ordem M , conforme mostrado em (A) abaixo.



Supressão do sinal direto

Conforme discutimos nos slides 13 e 14, há picos secundários (*sidelobes*) na função de ambiguidade $\Psi(\text{range}, \nu)$ determinada a partir do sinal iluminante do TX de uma estação de FM comercial, *sidelobes* que poderiam eventualmente induzir o processo de detecção de picos (algoritmo CFAR) a um falso-alarme.

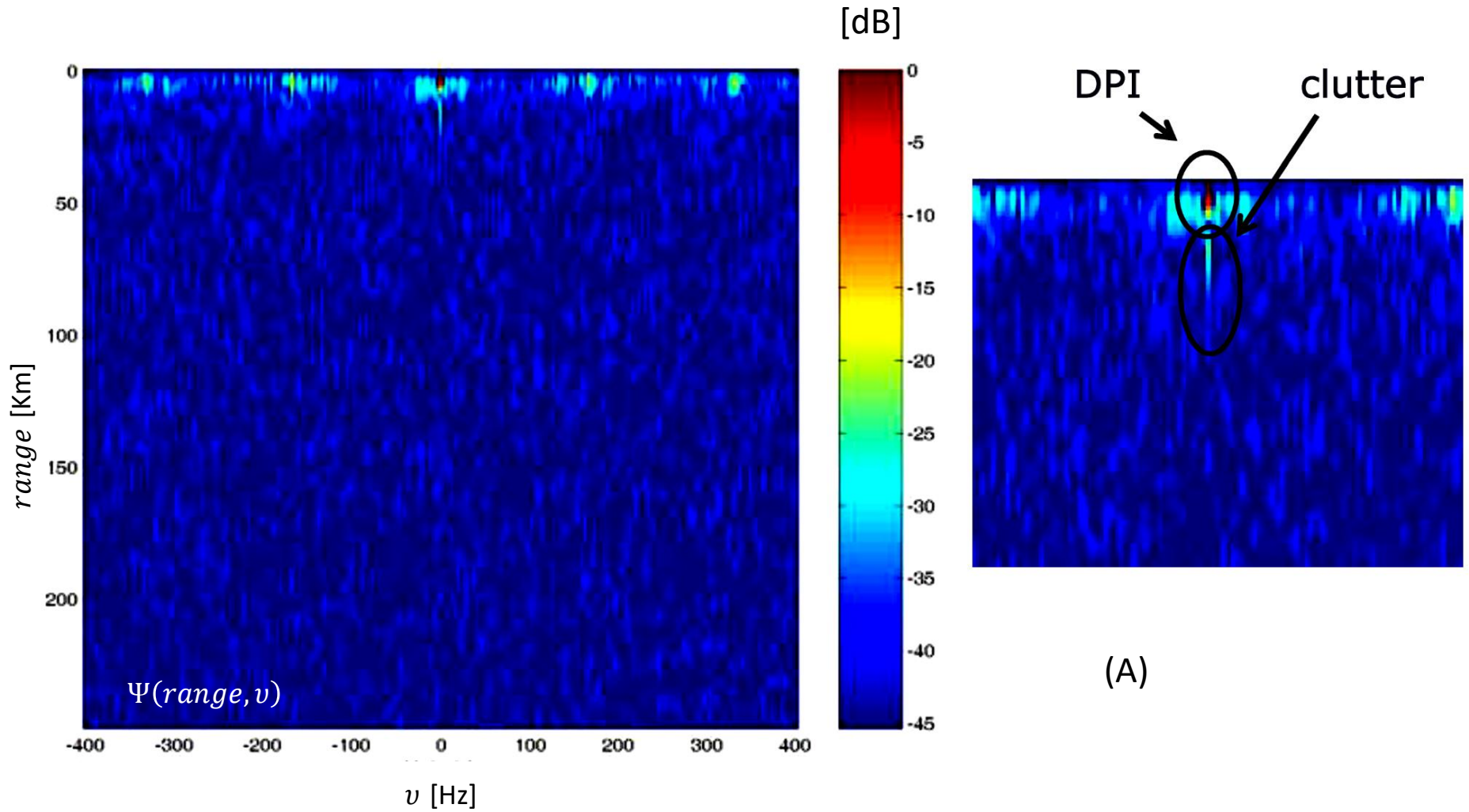
Eventualmente, em situações críticas, estes *sidelobes* podem ser minimizados por janelamento no tempo e frequência (ver <https://dspillustrations.com/pages/posts/misc/spectral-leakage-zero-padding-and-frequency-resolution.html>).

Há no entanto uma infinidade de picos menores (*minor sidelobes*) de magnitude aleatória, cujo nível médio situa-se aproximadamente $\Delta = 10 \log(BT)$ [dB] abaixo do maior pico de correlação de $\Psi(\text{range}, \nu)$, onde B é a largura do espectro do sinal iluminante e T é o tempo de integração da correlação. Este nível médio não é reduzido por janelamento.

Por exemplo, consideremos o RX de um radar PBR com frequência de amostragem no A/D de $f_s = 250$ [KHz] e que a cada $N = 65536$ símbolos IQ do sinal de FM ($B = 200$ [KHz]) efetua a determinação da função de ambiguidade $\Psi(\text{range}, \nu)$. Sob estes parâmetros, este radar opera com um tempo de integração $T = N/f_s = 262.14$ [ms] .

Portanto, para este radar PBR, os *minor sidelobes* de magnitude aleatória apresentam um nível médio aproximadamente $\Delta = 10 \log(BT) = 47$ [dB] abaixo do maior pico de $\Psi(\text{range}, \nu)$, conforme mostrado em (A) no próximo slide.

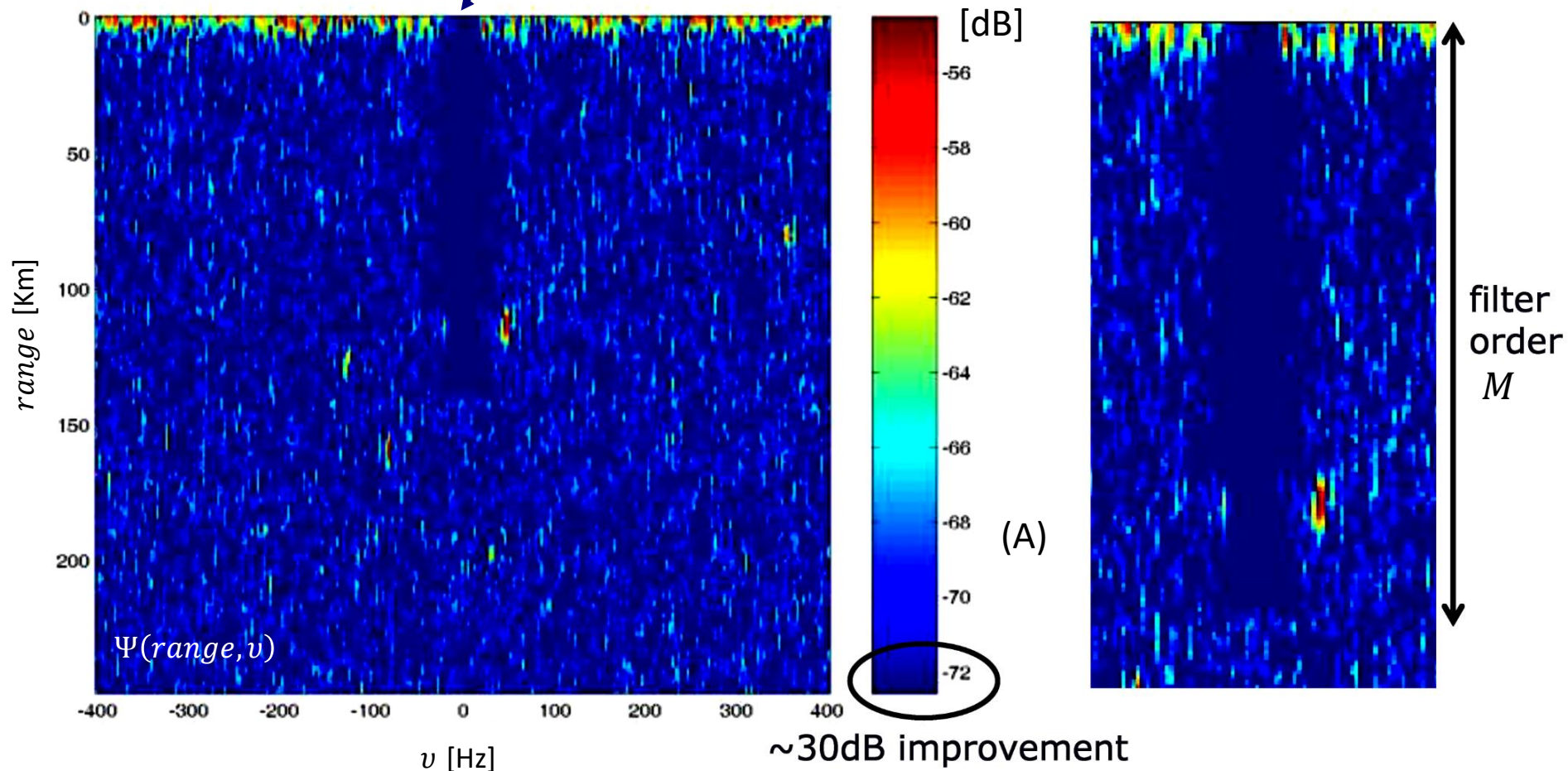
Supressão do sinal direto



Supressão do sinal direto

Para maximizar a faixa dinâmica $\Delta = 10 \log(BT)$ [dB], sem ter que aumentar o tempo de integração T , o sinal em banda-base do *surveillance channel* é submetido a dois filtros GAL em série, ambos de ordem M , conforme mostrado em (A) no slide 33. A partir do sinal de saída dos filtros GAL a função $\Psi(\text{range}, v)$ é calculada e plotada conforme mostra (A) abaixo.

Note que o pico do DPI e o *clutter* (ver slide anterior) foram drasticamente atenuados e a faixa dinâmica $\Delta = 10 \log(BT)$ [dB] aumentou para 72 [dB]. Note em particular que os filtros GAL atenuam o sinal do DPI e os ecos de objetos estáticos (*clutter* $\rightarrow v = 0$ [Hz]) ao longo da **faixa azul escura** de *range* bistáticos de 0 [Km] até aproximadamente 140 [Km], este último valor de *range* sendo proporcional à ordem M dos filtros GAL.



Supressão do sinal direto

Portanto os filtros GAL aumentaram em 30 [dB] a faixa dinâmica $\Delta = 10 \log(BT)$ [dB], sem necessitar aumentar o tempo de integração T , o que demonstra a eficácia dos filtros GAL na supressão do DPI e do *clutter*.

Note que aumentar o tempo de integração $T = N/f_s$ significa aumentar o número N de símbolos IQ do sinal de FM na integração efetuada p/ determinar $\Psi(\text{range}, v)$, o que aumenta a demanda de memória no processamento digital realizado.

Alternativamente a algoritmos adaptativos para supressão do DPI e *clutter* é possível usar algoritmos de processamento em bloco, que não apresentam as questões de convergência dos algoritmos adaptativos. Nos métodos de bloco, um conjunto de coeficientes é calculado para o bloco de sinal analisado. Uma vez que os coeficientes são calculados com base no bloco processado, eles são ótimos para este bloco.

Algoritmos de processamento em bloco para supressão do DPI e *clutter* fogem ao escopo deste estudo. Nos limitaremos aqui a apenas citar os três principais, que são: "LS *Matrix Solution*", "*Block Lattice Filter*" e CLEAN (https://en.wikipedia.org/wiki/CLEAN_algorithm).

Processamento *range*-Doppler (função de ambiguidade)

Para cada *surveillance channel* o processamento *range*-Doppler determina uma função de ambiguidade $\Psi(\tau, \nu)$ que mede a correlação entre o sinal de referência v_r em banda-base e o respectivo sinal de vigilância v_s em banda-base filtrado pelo par de filtros GAL, sinal que corresponde ao sinal $Out[n]$ nos slides 32 e 33. O domínio (τ, ν) de Ψ é o atraso no tempo τ [s] e o desvio de frequência Doppler ν [Hz] entre os sinais $v_r[n]$ e $Out[n]$, conforme vimos no slide 13. Dado que $range = c\tau$ e $c = 3 \times 10^8$ [m/s], então a função de ambiguidade $\Psi(\tau, \nu)$ pode ser também expressa como $\Psi(range, \nu)$.

Ao final do processamento *range*-Doppler a função Ψ_k resultante para o k -ésimo *surveillance channel* é combinada com as funções Ψ_k dos demais *surveillance channels* de modo a resultar uma única função de ambiguidade final Ψ_F . Neste estudo adotaremos a média geométrica entre as funções Ψ_k para a determinação de Ψ_F . Por exemplo, para o sistema PBR com dois *surveillance channels* 1 e 2 mostrado no slide 3 temos $\Psi_F(range, \nu) = \sqrt{\Psi_1(range, \nu) \cdot \Psi_2(range, \nu)}$.

No contexto do acima exposto, a função de ambiguidade $\Psi(range, \nu)$, é dada por:

$$\Psi(\tau, \nu) = \sum_{n=0}^{N-1} Out[n] v_r^*[n - \tau] e^{-j2\pi n \frac{\nu}{SymbolRate}} \quad (5)$$

sendo *SymbolRate* o número de símbolos por segundo nos *streams* de símbolos IQ dos *surveillance channel* e *reference channel*. *SymbolRate* corresponde à frequência de amostragem f_s do conversor A/D no caso de um sinal iluminante de FM. $\{\cdot\}^*$ é o operador que retorna o valor complexo conjugado de seu argumento. Alternativamente, $\Psi(\tau, \nu)$ pode ser dada por

$$\Psi(range, \nu) = \text{Correl} \left\{ Out[n], v_r[n] e^{j2\pi n \frac{\nu}{SymbolRate}} \right\} \quad (6)$$

onde

$$\text{Correl}\{w[n], z[n]\} = \text{IFFT}\{\text{FFT}\{w[n]\} \cdot \{\text{FFT}\{z[n]\}\}^*\} \quad (7)$$

sendo $\text{FFT}\{\cdot\}$ o operador que retorna a Transformada Rápida de Fourier de seu argumento e $\text{IFFT}\{\cdot\}$ o operador que retorna a Transformada Rápida de Fourier Inversa de seu argumento (ver https://en.wikipedia.org/wiki/Fast_Fourier_transform e ver <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/43967-circular-cross-correlation-using-fft>).

A função de ambiguidade $\Psi(range, \nu)$ retorna valores complexos e, neste contexto, $\Psi(range, \nu)$ também é conhecida como função $ARD(range, \nu)$, com ARD significando a superfície Amplitude-Range-Doppler gerada pela magnitude dos valores complexos retornados pela função Ψ .

Processamento *range*-Doppler (função de ambiguidade)

O pseudocódigo que implementa $\Psi(\tau, \nu)$ dada pelas equações (6) e (7) do slide anterior é mostrado abaixo:

```
ARD(SurvCh, RefCh, MinDopplerF, MaxDopplerF, NumDopplerF, NumRangePoints) :=  
  ΔF ←  $\frac{\text{MaxDopplerF} - \text{MinDopplerF}}{\text{NumDopplerF} - 1}$   
  NRef ← length(RefCh)  
  for m ∈ 0.. NumDopplerF - 1  
    ν ← MinDopplerF + m · ΔF  
    for n ∈ 0.. NRef - 1  
       $\_RefCh_n \leftarrow RefCh_n \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \frac{\nu}{\text{SymbolRate}}}$   
      corr ← correl(SurvCh,  $\_RefCh$ )  
      for δ ∈ 0.. NumRangePoints - 1  
        Corrm,δ ← corrδ  
  return Corr
```

Argumentos de entrada da função ARD():

SurvCh: stream de símbolos IQ do *surveillance channel* filtrado pelo par de filtros GAL (sinal $Out[n]$ nos slides 32 e 33).

RefCh: stream de símbolos IQ do *reference channel*.

MinDopplerF e *MaxDopplerF*: Valor mínimo e valor máximo das frequências Doppler no domínio ν de ARD(*range*, ν).

NumDopplerF: Número de frequências Doppler no domínio ν de ARD(*range*, ν).

NumRangePoints: Número de pontos no domínio *range* de ARD(*range*, ν).

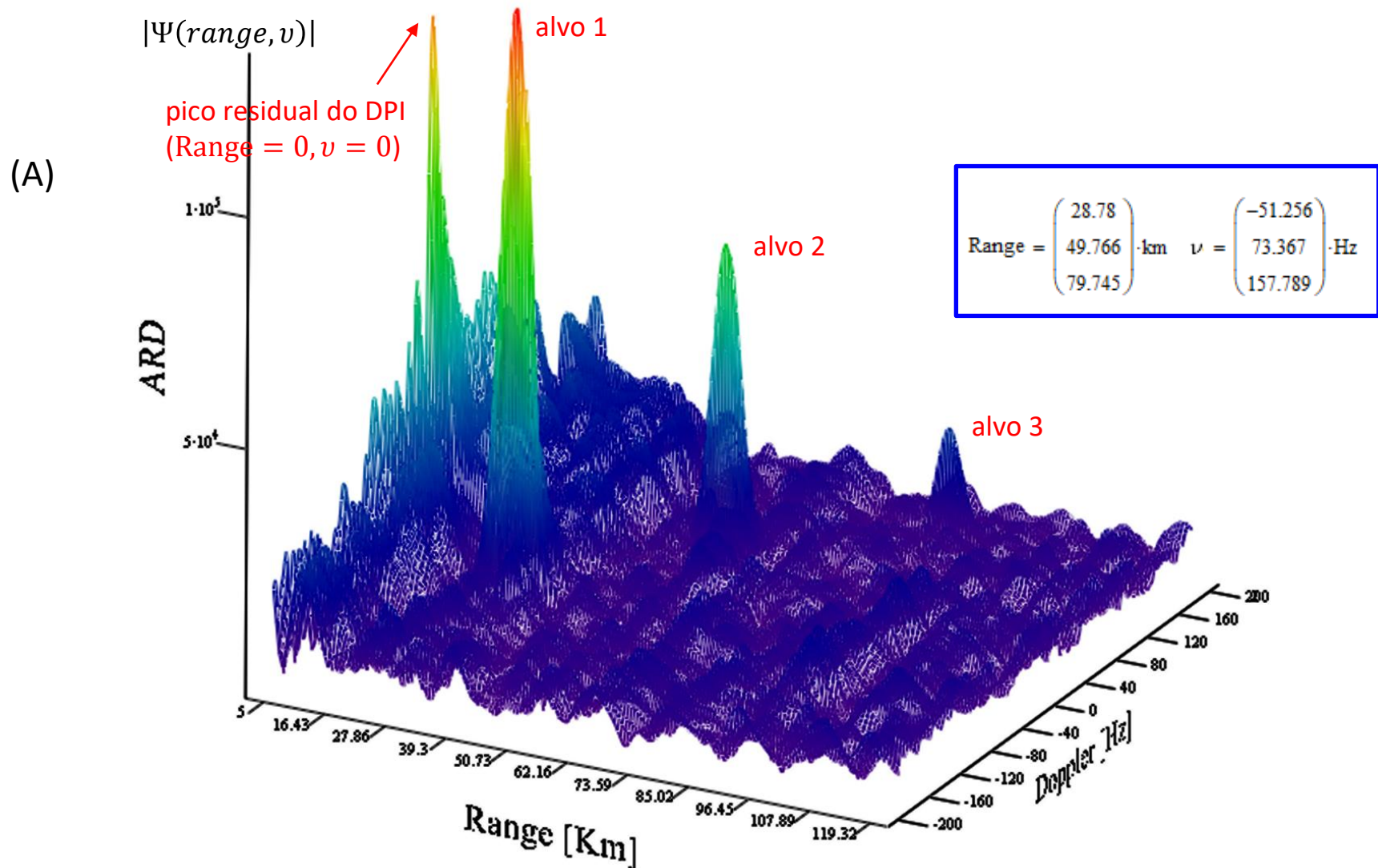
SymbolRate: Número de símbolos por segundo nos *streams* de símbolos IQ dos *surveillance channel* e *reference channel*. Corresponde à frequência de amostragem f_s do conversor A/D no caso de um sinal iluminante de FM.

Matriz de retorno da função ARD():

A função ARD () retorna a matriz de valores complexos Corr, de tamanho [NumDopplerF, NumRangePoints] e que corresponde ao conjunto imagem de função de ambiguidade $\Psi(\text{range}, \nu)$.

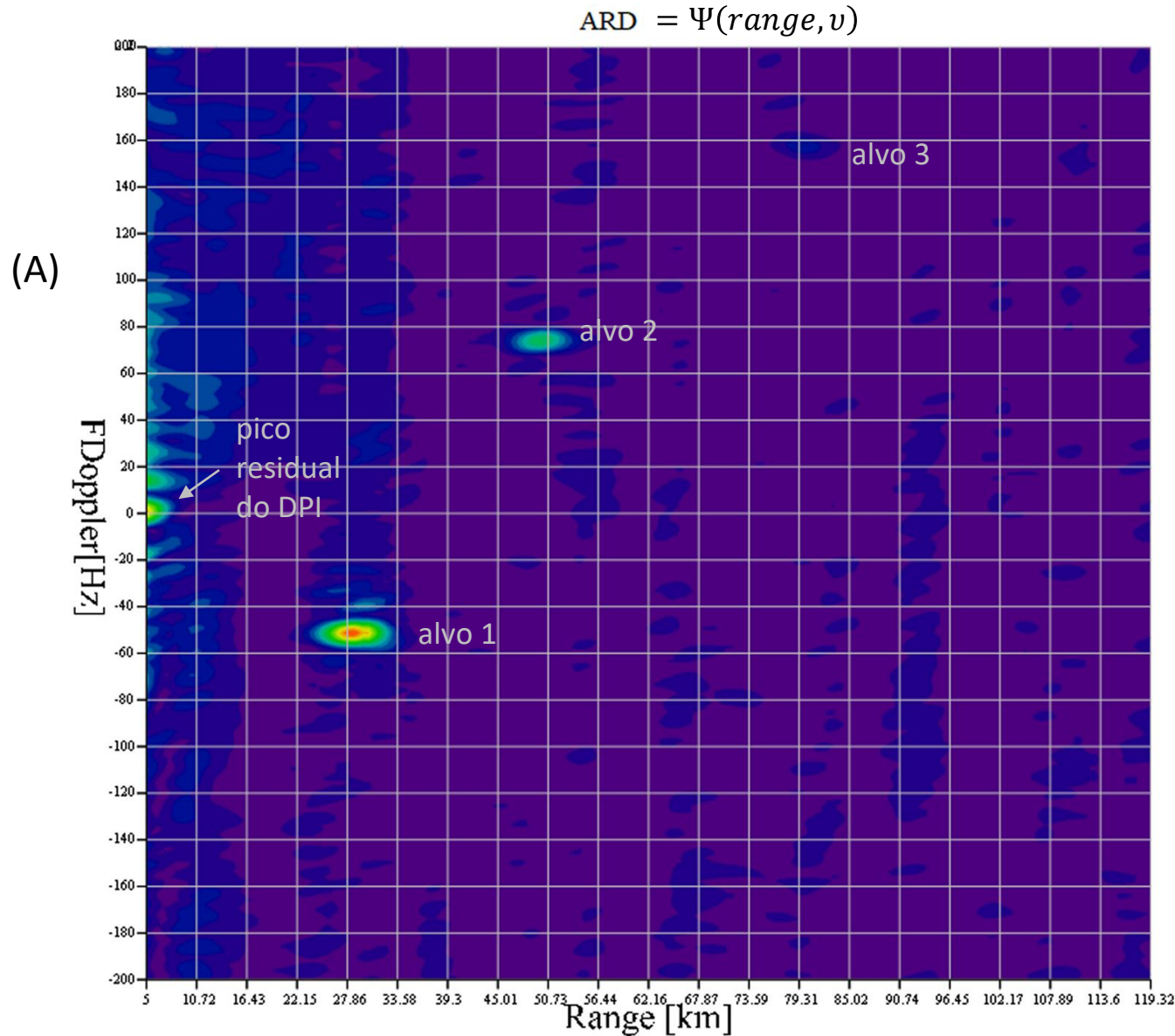
Processamento *range*-Doppler (função de ambiguidade)

Em (A) abaixo é mostrada a magnitude de $\Psi(\text{range}, \nu)$ obtida através da função $\text{ARD}()$ descrita no slide anterior. O sinal iluminante é o de um TX de FM comercial. Note que há três picos na superfície $|\Psi(\text{range}, \nu)|$ com Doppler não nulo e que correspondem a respectivos alvos em movimento, e cujos respectivos valores numéricos de *Range* e Doppler ν são explicitados no retângulo azul abaixo. Note que o alvo 1 está se afastando do radar PBR dado que $\nu < 0$ para este alvo.



Processamento *range*-Doppler (função de ambiguidade)

Em (A) abaixo é mostrada a mesma $|\Psi(\text{range}, \nu)|$ mostrada no slide anterior mas plotada na forma de *contour plot* (<https://www.itl.nist.gov/div898/handbook/eda/section3/contour.htm>), que é a forma usual de plotar $|\Psi(\text{range}, \nu)|$:

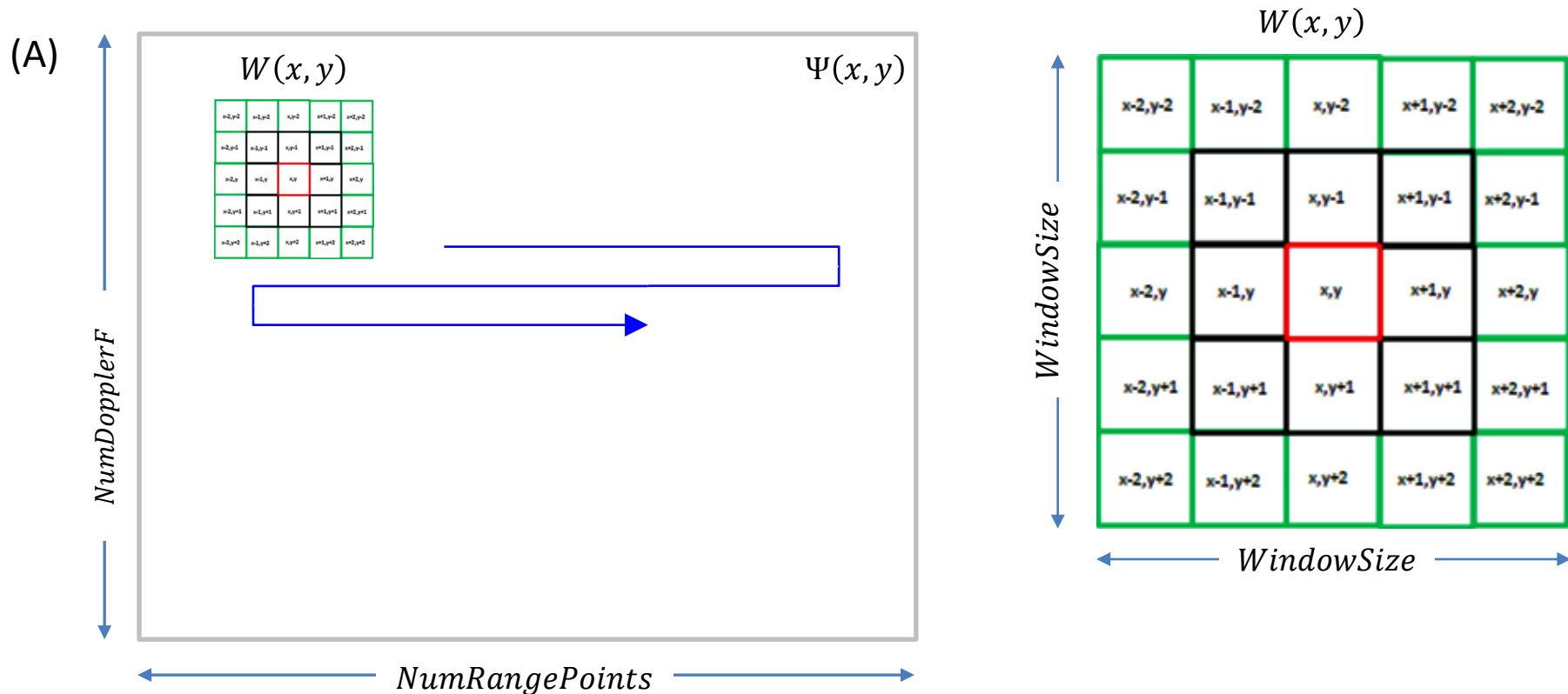


$$\text{Range} = \begin{pmatrix} 28.78 \\ 49.766 \\ 79.745 \end{pmatrix} \cdot \text{km}$$
$$\nu = \begin{pmatrix} -51.256 \\ 73.367 \\ 157.789 \end{pmatrix} \cdot \text{Hz}$$

Detecção dos alvos via algoritmo CFAR

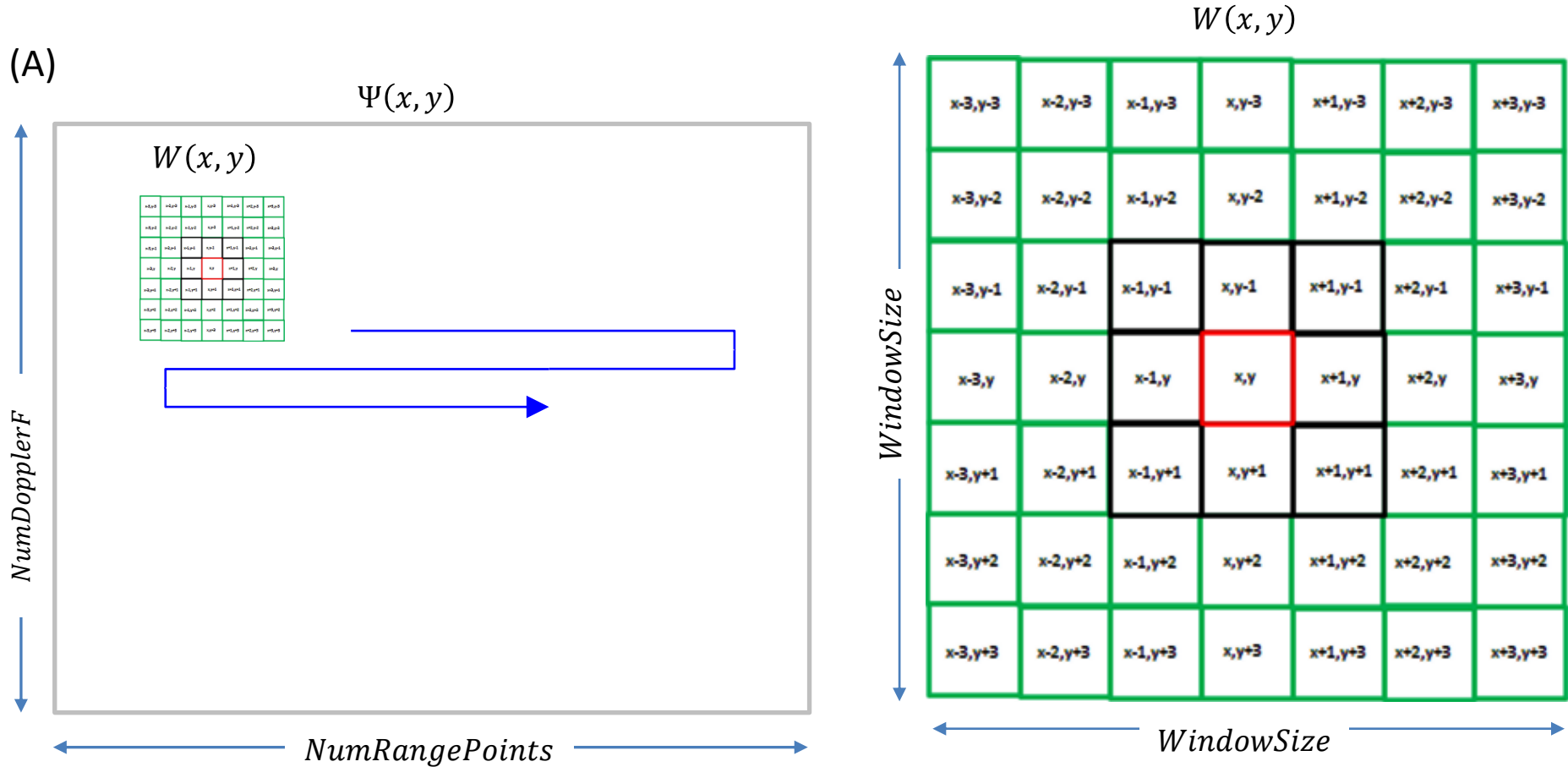
Conforme discussão nos slides 95 a 97 do Cap I.7, os picos na função de ambiguidade $\Psi(\text{range}, v)$ são detectados pelo algoritmo *Constant False Alarm Rate* (CFAR). Vimos no slide 39 que $\Psi(\text{range}, v)$ é uma matriz de valores complexos de tamanho $[\text{NumDopplerF}, \text{NumRangePoints}]$. Por simplicidade de notação, seja $\text{range} = x$ e $v = y$ tal que $\Psi(x, y) = \Psi(\text{range}, v)$.

O CFAR define uma matriz $W(x, y)$ de tamanho $[\text{WindowSize}, \text{WindowSize}]$ no domínio (x, y) de Ψ que é denominada janela do CFAR. O CFAR move a janela $W(x, y)$ no caminho indicado pela seta azul em (A) abaixo sobre todo o domínio (x, y) de Ψ . O movimento é no sentido de leitura de um texto – da esquerda para a direita e de cima para baixo, linha a linha. Para cada posição da célula vermelha no centro de $W(x, y)$ ao longo do movimento de W no domínio (x, y) o CFAR testa a magnitude $|\Psi(x, y)|$ da célula vermelha em $W(x, y)$, compara com a média dos valores de magnitude das células adjacentes verdes e toma a decisão se há ou não um alvo na posição (x, y) da célula vermelha, conforme veremos no slide 44. O exemplo mostrado em (A) abaixo é para uma janela $W(x, y)$ de tamanho $\text{WindowSize} = 5$.



Detecção dos alvos via algoritmo CFAR

Em (A) abaixo é mostrado o exemplo para uma janela $W(x, y)$ de tamanho $WindowSize = 7$. Note que em torno da célula sob teste (CUT – *cell under test*) em **vermelho** há um anel de células em preto, denominadas células de guarda, que não são computadas na média dos valores de magnitude das células adjacentes **verdes**. As células adjacentes **verdes** são denominadas de células de referência. Neste estudo adotaremos um anel de guarda de espessura de uma única célula, embora a espessura do anel de guarda possa ser configurável em sistemas mais sofisticados.



Detecção dos alvos via algoritmo CFAR

O CFAR – CA (CA – *cell averaging*) testa a magnitude $|\Psi(x, y)|$ da célula **vermelha** em $W(x, y)$ comparando com a média μ dos valores de magnitude das $N\Delta$ células adjacentes **verdes** (células de referencia), e toma a decisão de que há um alvo na posição (x, y) da célula **vermelha** caso

$$|\Psi(x, y)| > \mu \cdot Threshold$$

onde *Threshold* é um limiar determinado experimentalmente/adaptativamente, conforme veremos no slide 47.

Especificamente, o teste condicional efetuado pelo CFAR é conforme segue:

$$\mu = \frac{1}{N\Delta} \sum_{x_R} \sum_{y_R} |\Psi(x_R, y_R)| \quad (8)$$

onde (x_R, y_R) são os valores de (x, y) que correspondem às células de referência (células **verdes**) em $W(x, y)$.

Uma vez obtido μ , o CFAR efetua o teste:

$$\text{IF } |\Psi(x, y)| > \mu \cdot Threshold \rightarrow \text{THEN "alvo detectado em } (x, y)\text{"} \quad (9)$$

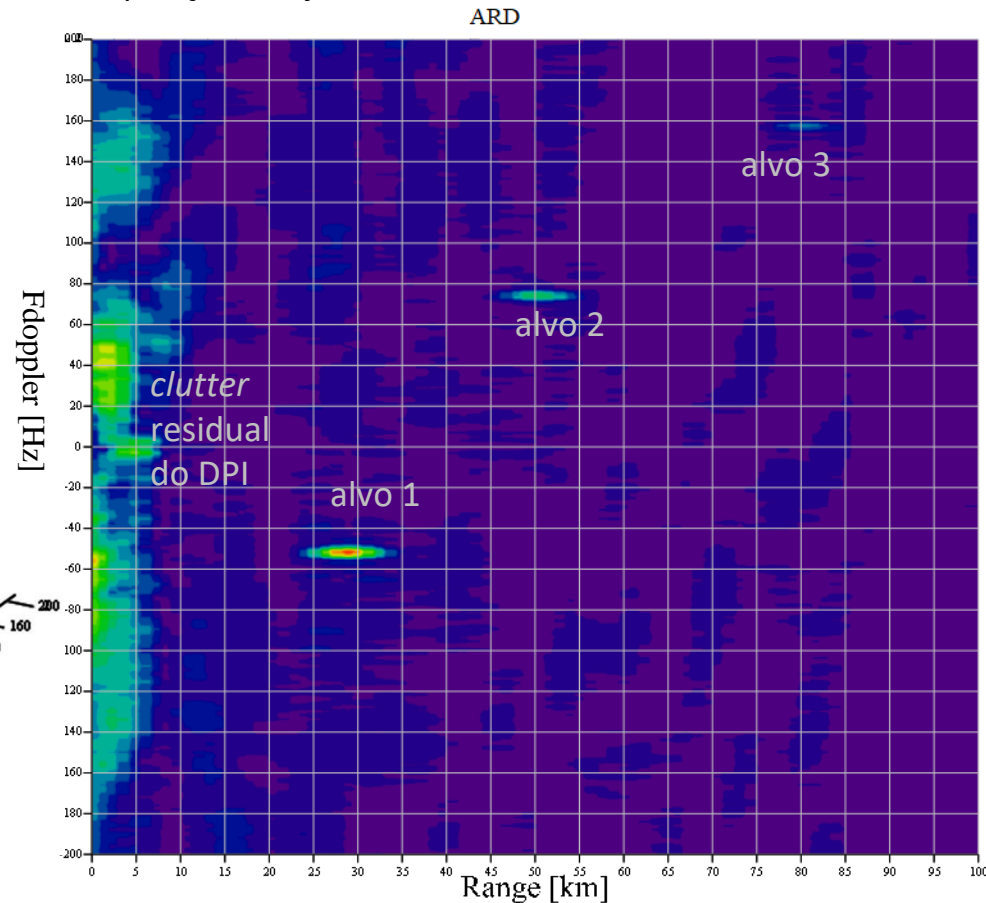
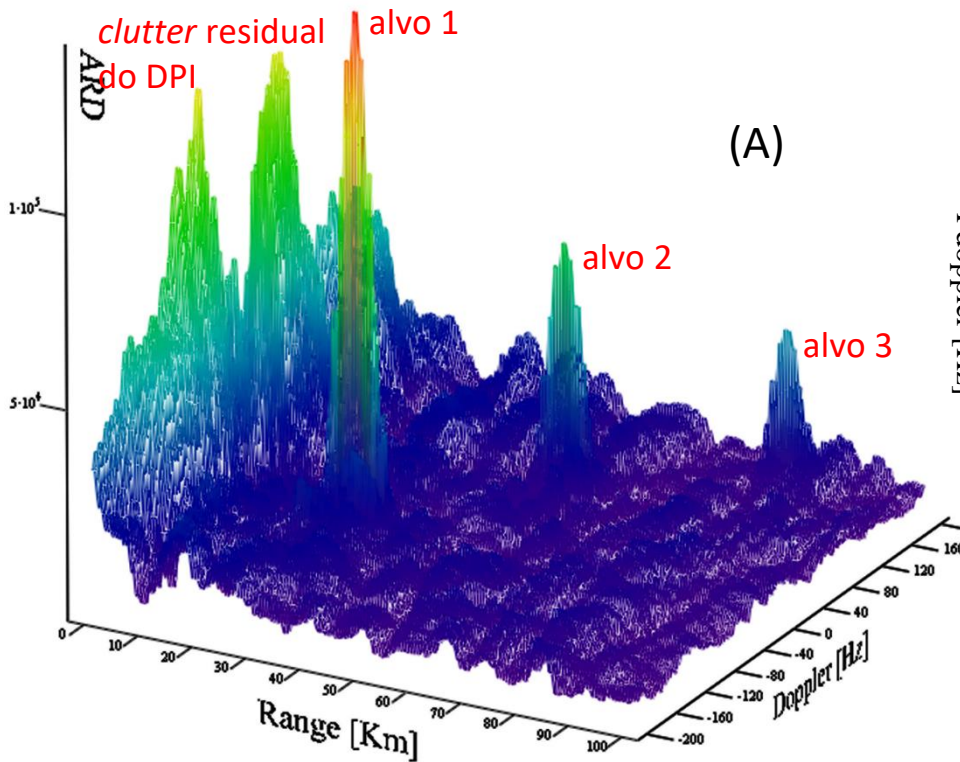
Mantendo em mente que $range = x$ e $v = y$ de modo que $\Psi(x, y) = \Psi(range, v)$ e $W(x, y) = W(range, v)$, observe que toda vez que o “IF” em (9) resulta verdadeiro ao longo do movimento da janela $W(range, v)$ sobre o domínio $(range, v)$ de Ψ , se diz que ocorreu um **hit** do CFAR e que, portanto, o CFAR detectou um alvo em $(range, v)$.

Importante perceber que (9) detecta um eventual alvo em $(range, v)$ a partir do valor do gradiente médio (declividade média) da superfície $|\Psi(range, v)|$ em torno de um eventual pico em $(range, v)$. Esta percepção decorre do fato de que um **hit** ocorre quando o valor do pico é *Threshold* vezes maior do que a média μ dos valores da superfície em torno do eventual pico, indicando, portanto, uma superfície íngreme em torno do ponto de máximo local em $(range, v)$.

No Apêndice B encontra-se a descrição do pseudocódigo para o algoritmo CFAR – CA – 2D (*Constant False Alarm Rate – Cell Averaging – 2 Dimension*) implementado pelas equações (8) e (9).

Detecção dos alvos via algoritmo CFAR

Conforme discutimos em slides anteriores, os picos em uma função $|\Psi(range, v)|$ determinada a partir do sinal iluminante de uma estação de FM comercial estão longe de ter o formato de um impulso, cuja declividade infinita em torno do máximo local seria o formato ideal para detecção do alvo através do CFAR. Conforme vimos no slide anterior, o CFAR detecta alvos com base na declividade média em torno dos picos de $|\Psi(range, v)|$. Ocorre que o pico de $|\Psi(range, v)|$ resultante de um alvo iluminado pelo sinal de FM apresenta uma declividade apenas moderada em torno do máximo local em $(range, v)$, embora significativamente maior que a declividade dos picos residuais do *clutter* do DPI já atenuados pelos filtros GAL, conforme mostrado em (A) abaixo. Portanto, o CFAR resultará em múltiplos *hits* nas vizinhanças do máximo local da superfície $|\Psi(range, v)|$ no $(range, v)$ de cada alvo. Poderão ocorrer múltiplos *hits* tanto no domínio *range* como no domínio Doppler v , assim com também poderão ocorrer *hits* em posições adjacentes de índices consecutivos tanto no domínio *range* como no domínio Doppler v .



Detecção dos alvos via algoritmo CFAR

Por exemplo, em (A) abaixo é mostrado o índice dos *hits* no domínio $(range, v)$ para os 3 alvos mostrados em (A) do slide anterior, índices que foram determinados pela função $CFAR_CA_2D()$ descrita no Apêndice B. O tamanho do domínio $(range, v)$ é 200×200 posições. O CFAR é configurado para $WindowSize = 7$, $Threshold = 3.3$ (veremos no próximo slide um procedimento heurístico para determinar o $Threshold$ ótimo), $MinRange = 0$ [Km] e $MaxRange = 100$ [Km].

Cada par $(Range_k, Doppler_k)$ em posições de mesmo índice k nos dois vetores retornados por $CFAR_CA_2D()$ é um *hit* do CFAR detectando um alvo no domínio $(range, v)$ na posição $(Range_k, Doppler_k)$. Note que em (A) $k = 0, 1, \dots, 12$, o que indica que o CFAR detectou 13 alvos respectivamente nas posições $(23, 73)$, $(24, 73)$, \dots , $(67, 178)$ do domínio $(range, v)$.

Note que $CFAR_CA_2D()$ retorna 13 *hits*, e no entanto são apenas 3 alvos, o que obviamente é uma incongruência. O que está ocorrendo é que, devido ao pico de $|\Psi(range, v)|$ resultante de cada alvo apresentar uma declividade apenas moderada em torno do máximo local em $(range, v)$, o CFAR está resultando em múltiplos *hits* nas vizinhanças do máximo local da superfície $|\Psi(range, v)|$ no $(range, v)$ de cada alvo, conforme discutimos no slide anterior.

Note que há *hits* em posições de índice igual e em posições de índice consecutivos (crescente e decrescente) tanto no domínio *range* como no domínio Doppler v .

Para solucionar este problema na detecção ambígua do CFAR, p/ cada conjunto de *hits* em posições de índice igual verifica-se qual deles resulta no maior valor de $|\Psi(range, v)|$ e mantém-se este índice, tanto no domínio *range* como no domínio Doppler v . Todos os demais índices múltiplos são deletados. Este procedimento é efetuado pelas funções $MultipleRangeHitFilter()$ e $MultipleDopplerHitFilter()$ cujos pseudocódigos estão no Apêndice C.

A seguir, para cada conjunto de *hits* em posições de índice consecutivos (seja em ordem crescente ou decrescente de índice) verifica-se qual deles resulta no maior valor de $|\Psi(range, v)|$ e mantém-se este índice, tanto no domínio *range* como no domínio Doppler v . Todos os demais índices consecutivos são deletados. Este procedimento é efetuado pelas funções $AdjacentRangeHitFilter()$ e $AdjacentDopplerHitFilter()$ cujos pseudocódigos estão descritos no Apêndice D.

O resultado da ação conjunta e em sequência destes 4 filtros é mostrado em (B) ao lado, identificando corretamente $NumHits = 3$ índices $(range, v)$, respectivos a cada um dos 3 alvos.

	23		73
	24		73
	23		74
	24		74
	25		74
	26		74
Range =	41	Doppler =	136
	42		136
	43		136
	41		137
	42		137
	66		178
	67		178

(A)

(B)

	24		74
	42		136
	67		178

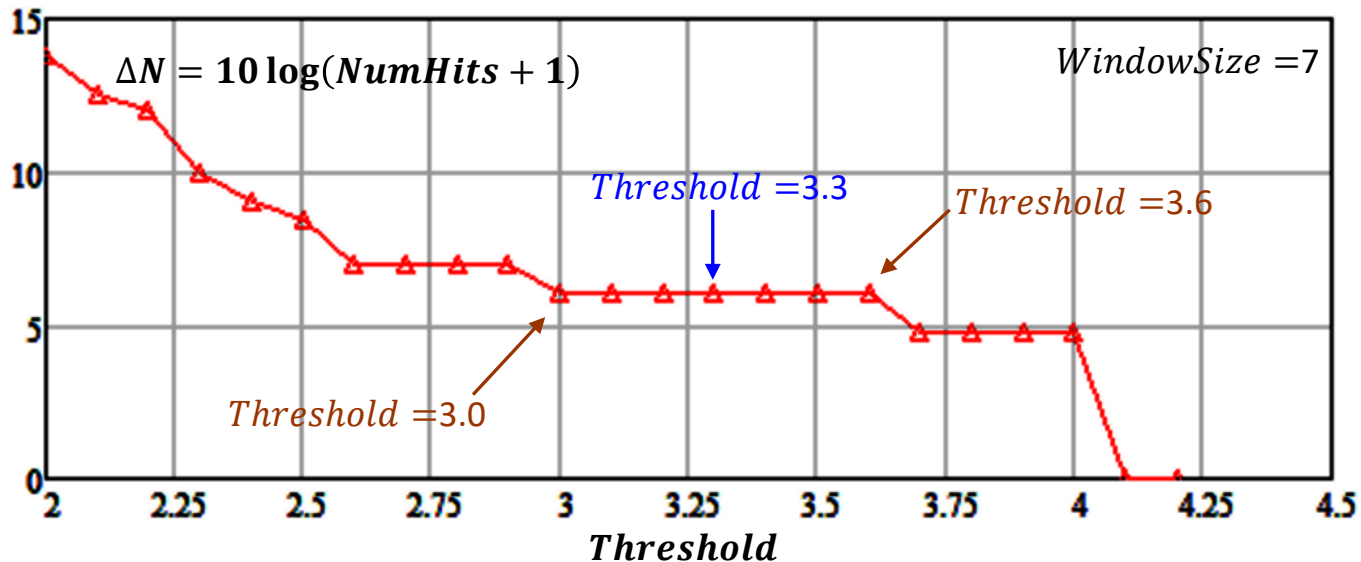
Range =

Doppler =

Detecção dos alvos via algoritmo CFAR

Um possível procedimento heurístico para determinar o *Threshold* ótimo para o algoritmo CFAR-CA consiste em aumentar gradualmente o *Threshold* a partir de 2.0 até que o número de *hits* **pós-filtragem** estabilize em um valor *NumHits* no centro da maior faixa de variação de *Threshold* ao longo da qual *NumHits* é constante. Note que o número de *hits* *NumHits* pós-filtragem **não é** o número de *hits* retornados pela função `CFAR_CA_2D()` mas sim é o número de *hits* após o conjunto de índices retornados pela função `CFAR_CA_2D()` ser filtrado por `MultipleRangeHitFilter()`, `MultipleDopplerHitFilter()`, `AdjacentRangeHitFilter()` e `AdjacentDopplerHitFilter()`.

Por exemplo, em (A) abaixo é mostrado a variação logarítmica $\Delta N = 10 \log(\text{NumHits} + 1)$ de *NumHits* em função do *Threshold*, iniciando em *Threshold* = 2.0 e aumentando em incrementos de 0.1 até um valor de *Threshold* para o qual $\Delta N = 0$. Note que a maior faixa de variação de *Threshold* na qual ΔN é constante é a faixa $3.0 < \text{Threshold} < 3.6$. Então o valor ótimo é *Threshold* = 3.3, que corresponde ao valor central desta faixa.



(A)

O gráfico acima resulta do $|\Psi(\text{range}, v)|$ para a situação operacional com 3 alvos mostrada em (A) no slide 45.

Determinação do DOA (*Direction of Arrival*) do eco do alvo.

Métodos para localização de alvos baseados em TDOA (*Time Difference Of Arrival* - ver slides 104 a 106 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf) necessitam apenas do *range* bistático de cada alvo detectado pelo CFAR, dispensando a necessidade de ser conhecido o DOA (*Direction Of Arrival*) da onda EM do eco de cada alvo.

Há vários métodos TDOA específicos para localização de alvos de radares PBR. Ver, por exemplo, <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/TMTLMPR.pdf> . Note que quanto maior for o número de antenas receptoras e respectivos *surveillance channels* maior a precisão do método TDOA.

Métodos para localização de alvos baseados no *range* bistático determinado pelo CFAR e no DOA (*Direction Of Arrival*) da onda EM do eco de cada alvo, com múltiplas antenas receptoras de vigilância e respectivos *surveillance channels*, possibilitam a adoção de algoritmos de super-resolução p/ a determinação do DOA dos alvos, como o MUSIC e o ESPRIT (ver http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula19e20_15122020.pdf).

Em sistemas de menor complexidade com duas antenas de vigilância (dois *surveillance channels*), como o mostrado nos slides 3 e 4, o ângulo de azimute (DOA no plano xy) dos alvos pode ser determinado por interferometria a partir do ângulo elétrico de diferença de fase Δ_{phase} entre os respectivos sinais de vigilância em banda-base, conforme mostrado em (A) no próximo slide.

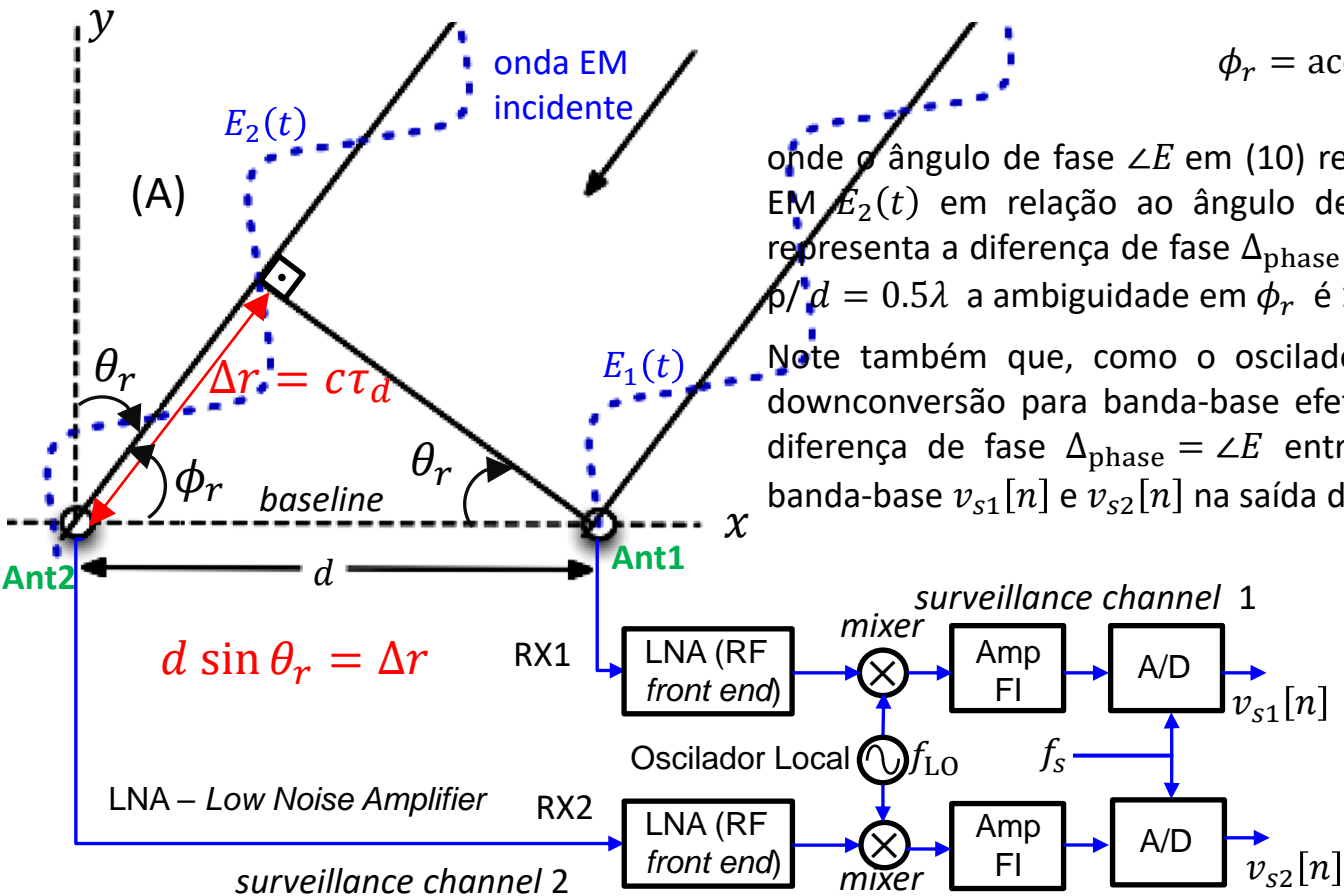
Determinação do DOA (*Direction of Arrival*) do eco do alvo.

A onda EM $E_2(t)$ que incide na antena Ant2 em (A) abaixo está atrasada de τ_d [s] da onda $E_1(t)$ que incide na antena Ant1 porque percorre uma distância adicional Δr em relação à distância percorrida pela onda $E_1(t)$ que incide na antena Ant1. Ambas ondas EM apresentam frequência $f = 1/T$, onde T é o período da onda EM. A cada caminho de propagação percorrido do tamanho de um comprimento de onda $\lambda = cT$ a onda EM experimenta uma variação de 2π [rad] no seu ângulo de fase $\angle E$. Do triângulo em (A) tendo a *baseline* de tamanho d como hipotenusa obtemos $\theta_r = \text{asin}(\Delta r/d) = \text{asin}(c\tau_d/d)$, onde τ_d é o intervalo de tempo que a onda EM $E_2(t)$ leva para percorrer Δr e onde $c = 3 \times 10^8$ [m/s] é a velocidade de propagação da luz. Note que $\tau_d/T = \angle E/2\pi$, e, portanto, $\tau_d = \angle E/2\pi f$. E daí temos que $\theta_r = \text{asin}(c\tau_d/d) = \text{asin}(c \angle E/2\pi f d) = \text{asin}(\lambda \angle E/2\pi d)$. Dado que $\sin(\theta_r) = \sin(90^\circ - \phi_r) = \cos(\phi_r)$, obtemos

$$\phi_r = \text{acos}\left(\frac{\lambda \angle E}{2\pi d}\right) \quad (10)$$

onde o ângulo de fase $\angle E$ em (10) representa o ângulo de fase da onda EM $E_2(t)$ em relação ao ângulo de fase da onda EM $E_1(t)$, i.e., $\angle E$ representa a diferença de fase Δ_{phase} entre as duas ondas EM. Note que $\rho/d = 0.5\lambda$ a ambiguidade em ϕ_r é 180° - ver tabela em (B) abaixo.

Note também que, como o oscilador local é comum, o processo de downconversão para banda-base efetuado pelo dois *mixers* mantém a diferença de fase $\Delta_{\text{phase}} = \angle E$ entre os *streams* de símbolos IQ em banda-base $v_{s1}[n]$ e $v_{s2}[n]$ na saída dos respectivos conversores A/D.



Δ_{phase}	ϕ_r (B)
180°	0°
90°	60°
0°	90°
-90°	120°
-180°	180°

Determinação do DOA (*Direction of Arrival*) do eco do alvo.

Note no slide 33 que os *streams* de símbolos IQ em banda-base $v_{s1}[n]$ e $v_{s2}[n]$ em (A) abaixo são filtrados pelo par de filtros GAL resultando respectivamente em $Out1[n]$ e $Out2[n]$. A seguir, conforme a equações (6) e (7) do slide 38, $Out1[n]$ e $Out2[n]$ são correlacionados com o sinal de referência $v_r[n]$ do *reference channel* gerando as funções de ambiguidade $\Psi_1(range, v)$ e $\Psi_2(range, v)$ respectivas a cada *surveillance channel*.

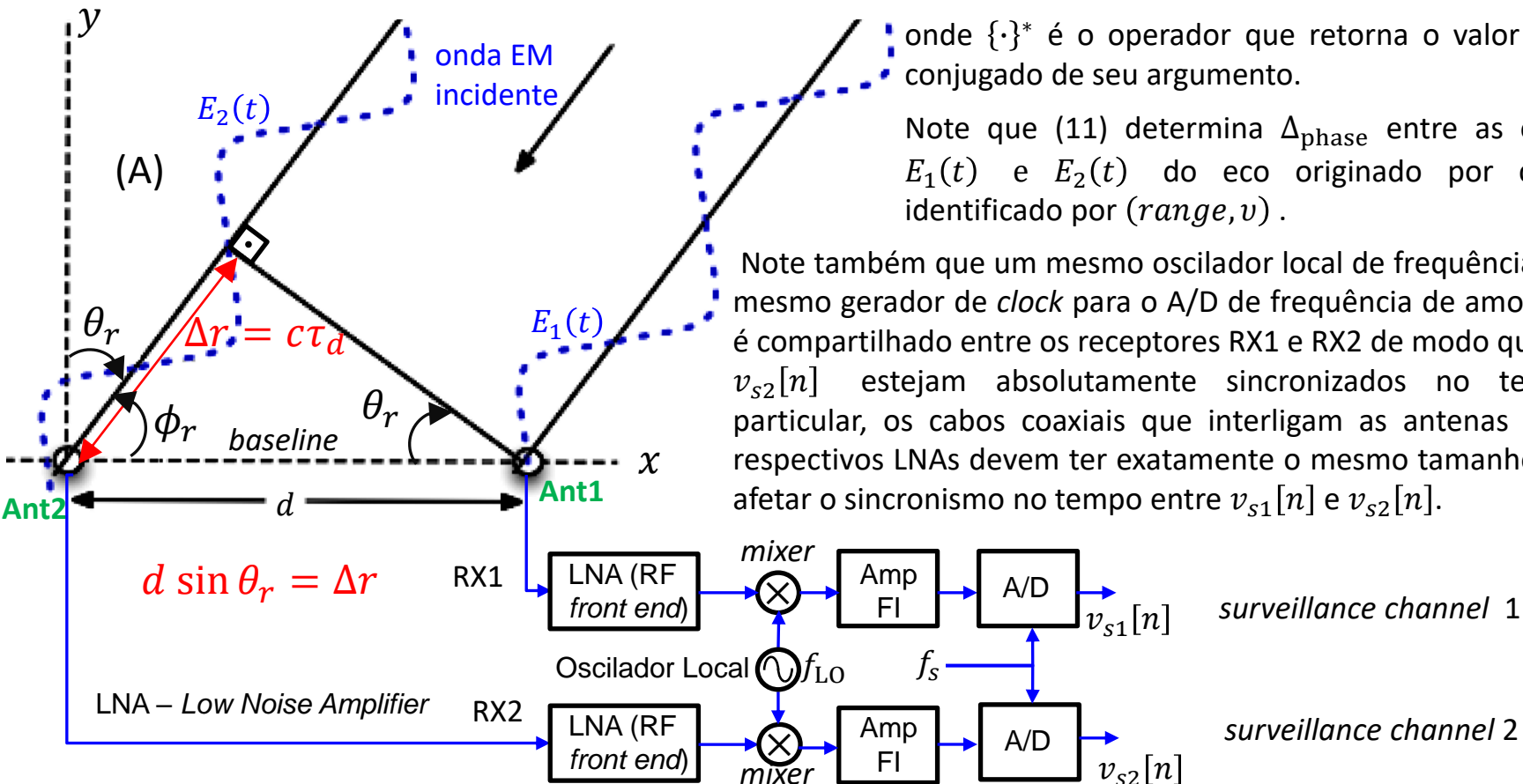
Visto que ambas funções de ambiguidade são geradas a partir do mesmo sinal de referência $v_r[n]$ do *reference channel*, a diferença de fase Δ_{phase} entre $v_{s1}[n]$ e $v_{s2}[n]$, e portanto entre as ondas EM $E_1(t)$ e $E_2(t)$, é dado por

$$\Delta_{phase}(range, v) = \angle\{\Psi_1(range, v) \cdot (\Psi_2(range, v))^*\} \quad (11)$$

onde $\{\cdot\}^*$ é o operador que retorna o valor complexo conjugado de seu argumento.

Note que (11) determina Δ_{phase} entre as ondas EM $E_1(t)$ e $E_2(t)$ do eco originado por cada alvo identificado por $(range, v)$.

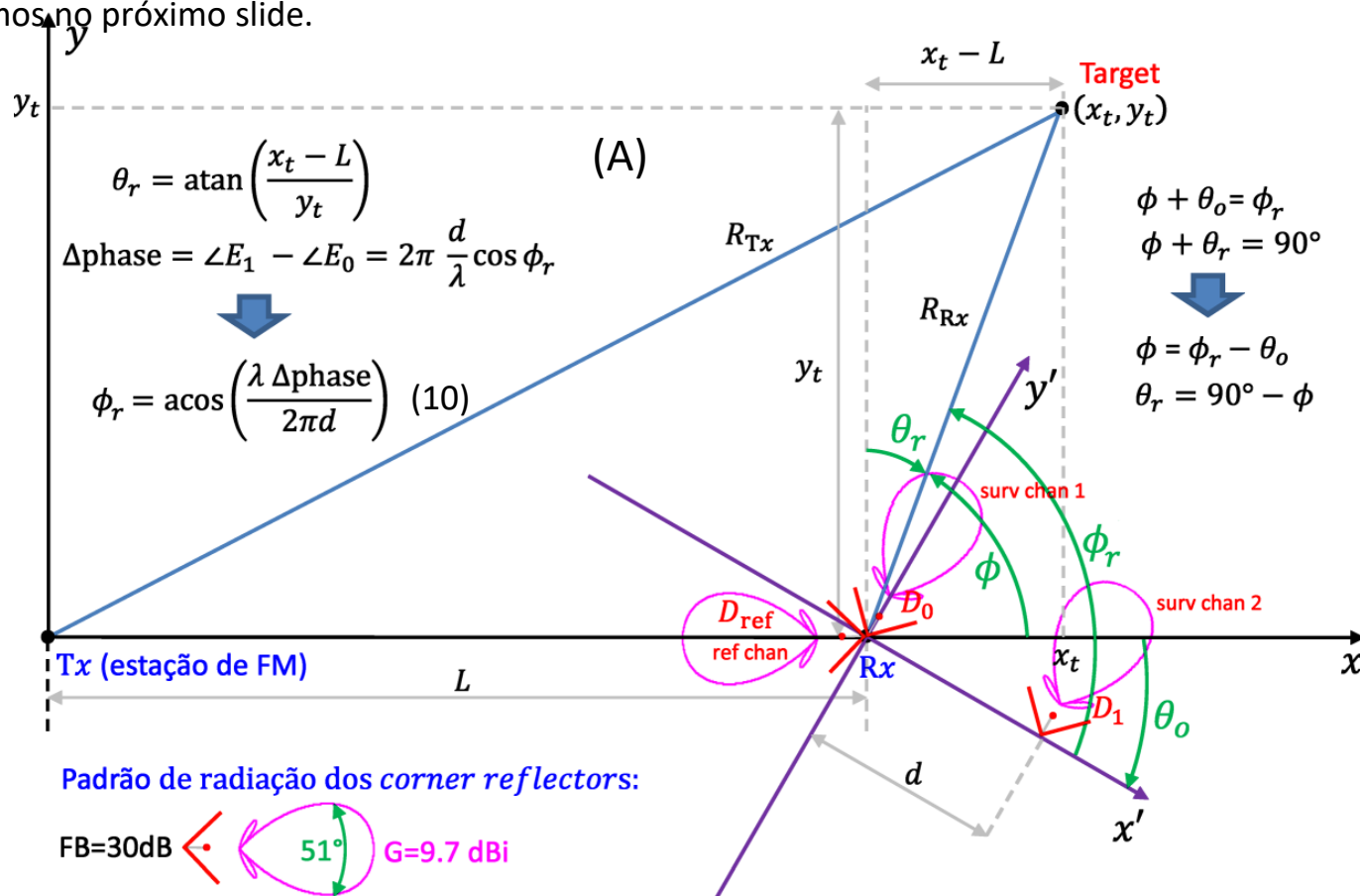
Note também que um mesmo oscilador local de frequência f_{LO} e um mesmo gerador de *clock* para o A/D de frequência de amostragem f_s é compartilhado entre os receptores RX1 e RX2 de modo que $v_{s1}[n]$ e $v_{s2}[n]$ estejam absolutamente sincronizados no tempo. Em particular, os cabos coaxiais que interligam as antenas 1 e 2 aos respectivos LNAs devem ter exatamente o mesmo tamanho para não afetar o sincronismo no tempo entre $v_{s1}[n]$ e $v_{s2}[n]$.



Localização do alvo

Conforme vimos no slide 48, há várias abordagens para localização dos alvos. Neste estudo adotaremos o método de localização mais adequado para um sistema PBR com duas antenas de vigilância (dois *surveillance channels*), como o mostrado nos slides 3 e 4, em que o *range* bistático é determinado pelo CFAR e o ângulo de azimute ϕ_r (DOA no plano xy) dos alvos é determinado por interferometria a partir do ângulo elétrico de diferença de fase Δ_{phase} entre os respectivos sinais de vigilância em banda-base, conforme visto no Cap III.8.

O objetivo é determinar a coordenada polar (R_{Rx}, ϕ_r) do alvo (=target) localizado na coordenada retangular (x_t, y_t). ϕ_r é dado pela equação (10) do slide 49 reproduzida em (A) abaixo. R_{Rx} é obtido da relação algébrica e trigonométrica entre o *range* bistático diferencial $\text{range} = R_{\text{Rx}} + R_{\text{Tx}} - L$ determinado pelo CFAR e o ângulo ϕ_r determinado por (10), conforme veremos no próximo slide.

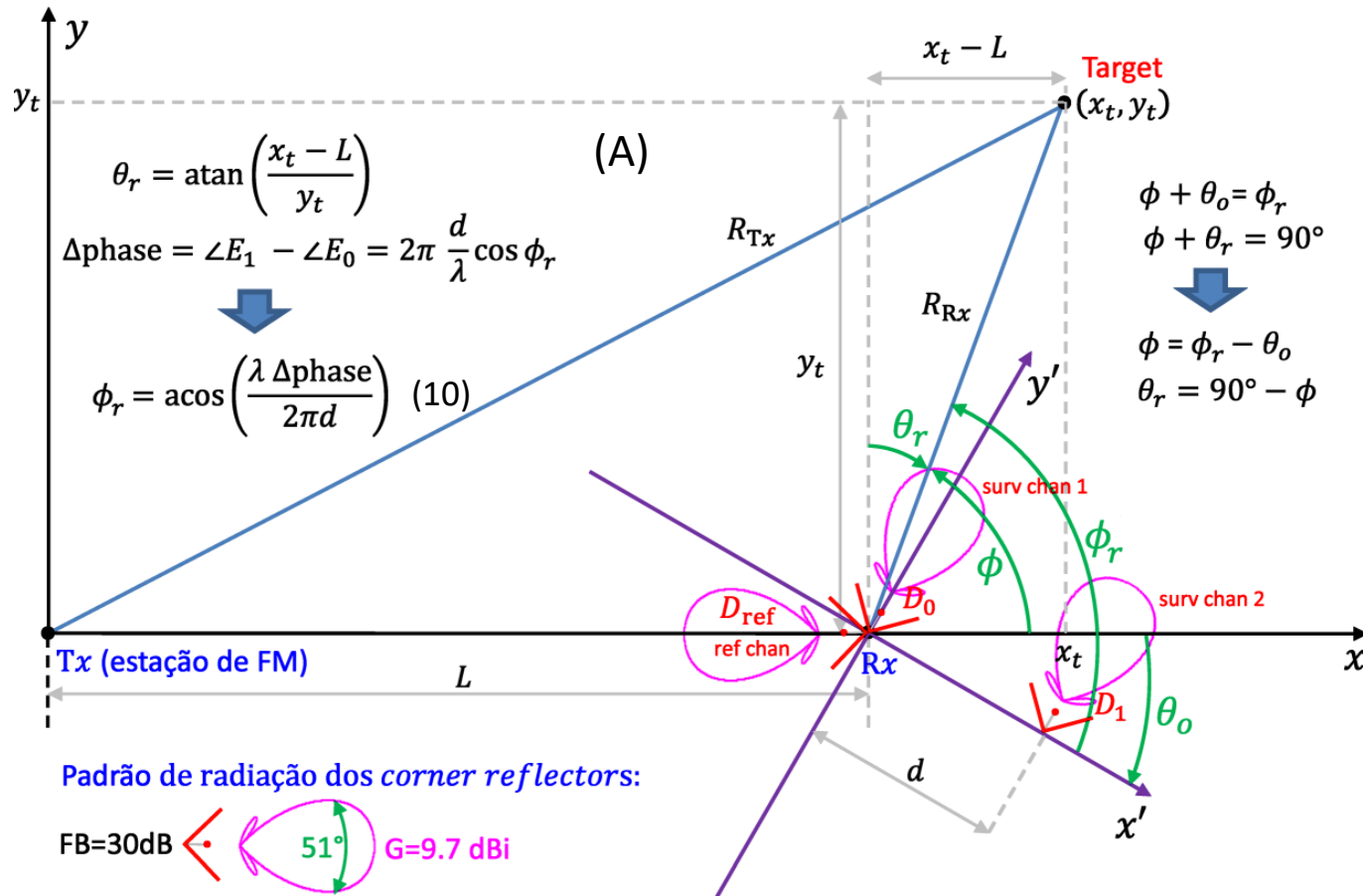


Localização do alvo

A determinação de R_{Rx} em (R_{Rx}, ϕ_r) segue o desenvolvimento algébrico e trigonométrico no "Appendix E: Relationships Between Parameters In Target Location And Clutter Doppler Spread Equations" da referência bibliográfica [7] do Apêndice F, cujo resultado final é a equação (5.1) na seção "5.1 TARGET LOCATION" da citada referência:

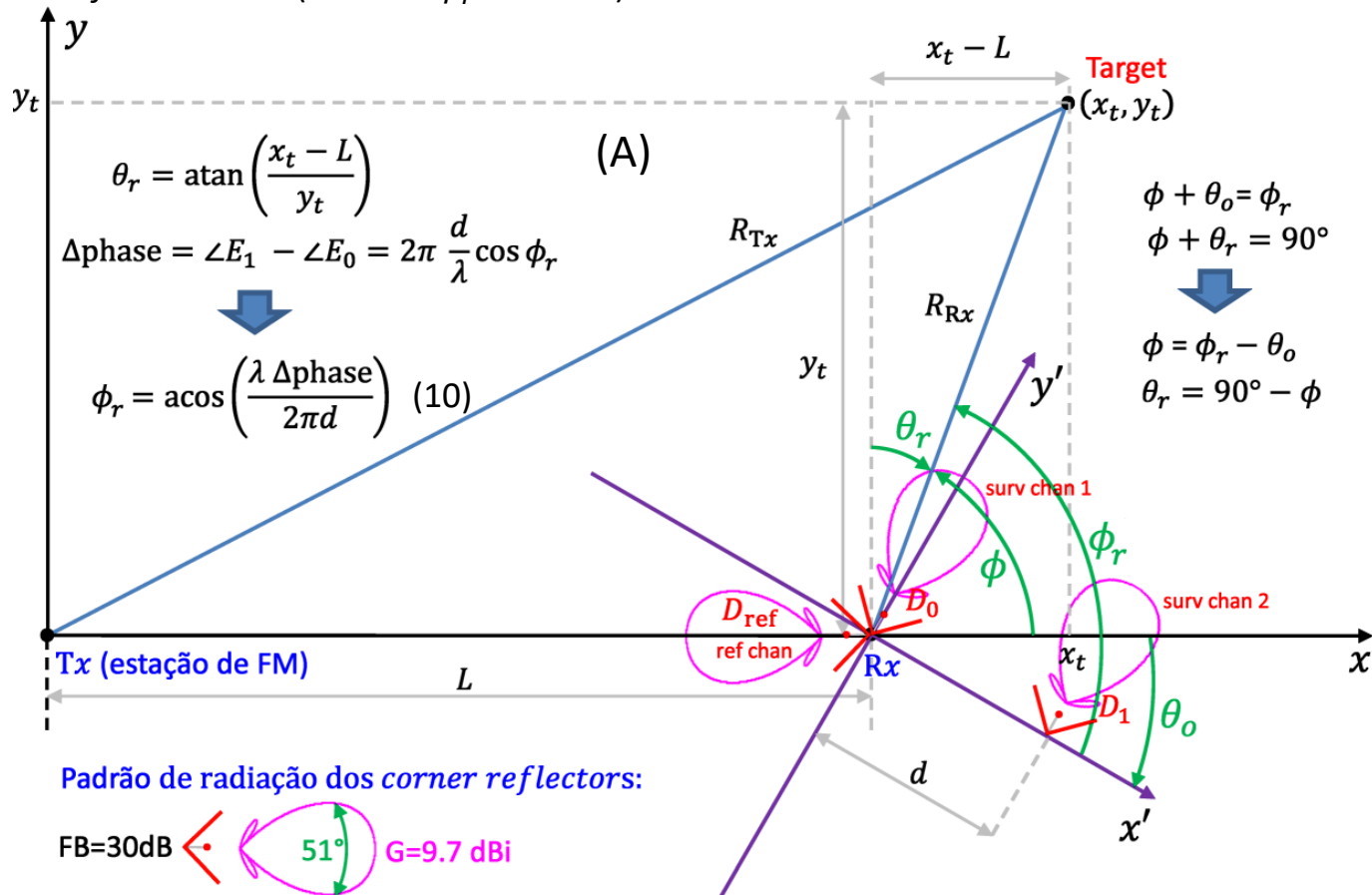
$$R_{Rx} = \frac{(range + L)^2 - L^2}{2(range + L + L \sin(90^\circ - (\phi_r - \theta_o)))} \quad (12)$$

onde L é a distância entre a origem dos sistema cartesianos xyz e $x'y'z'$, i.e., a distância entre a antena da estação de FM e as antenas dos *surveillance channels* do radar PBR.



Localização do alvo

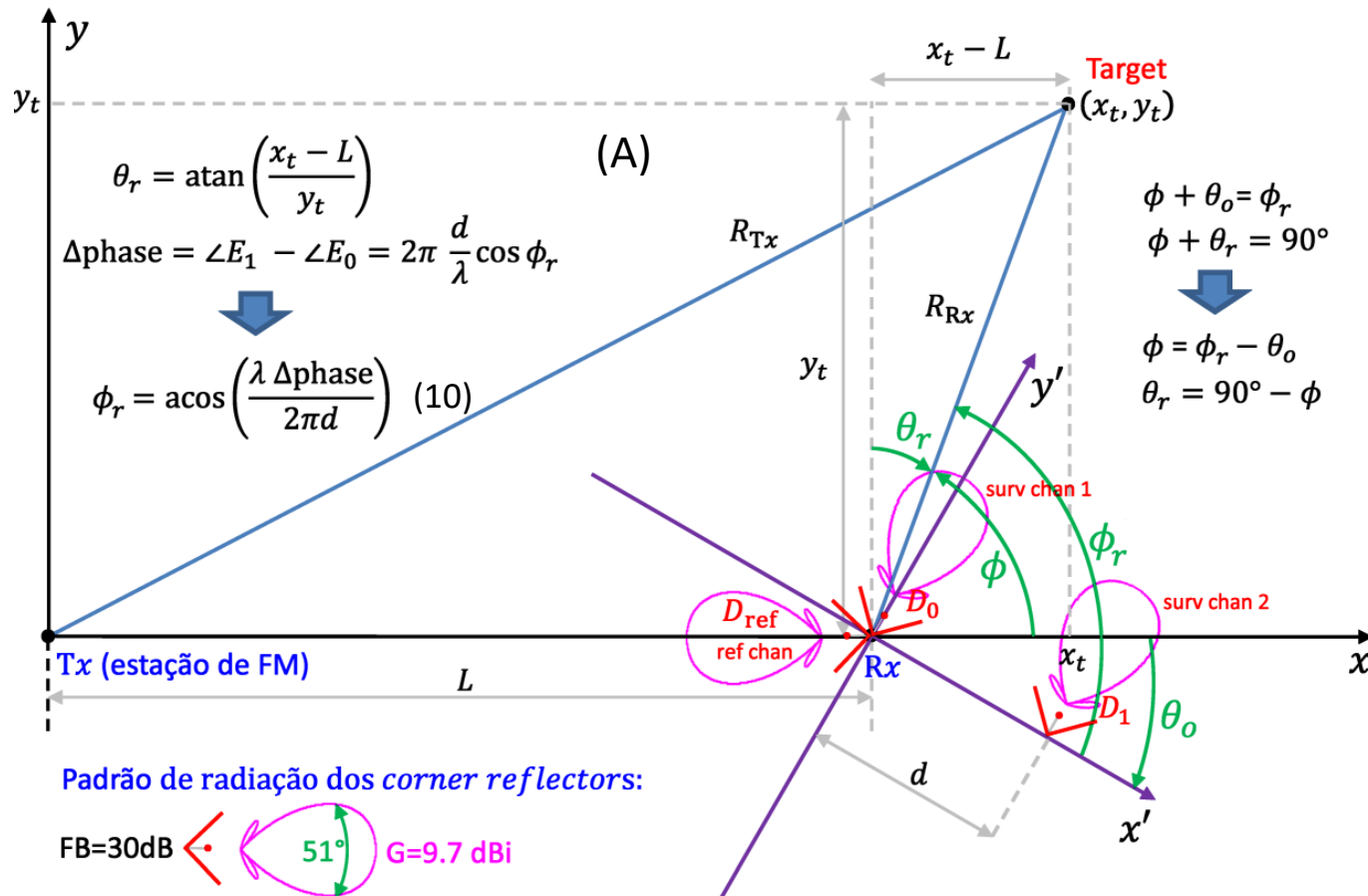
Note que é necessário um criterioso posicionamento geográfico do radar PBR e um criterioso apontamento angular do *boresight* das antenas dos *surveillance channels* 1 e 2 e da antena do *reference channel*, de modo a minimizar o *Direct Path Interference* (DPI) – ver percurso de propagação da onda EM do DPI em **vermelho** tracejado na figura (A) no slide 3. Neste contexto, o ângulo θ_o é o ângulo de rotação no plano xy entre os sistema cartesianos xyz e $x'y'z'$ em (A) abaixo. Note que θ_o controla o azimute da *baseline* de tamanho d do *array* formado pelas antenas *corner reflectors* 1 e 2. Para efeito de minimizar o DPI, deve-se adotar um valor para θ_o de modo que, idealmente, os alvos estejam angularmente posicionados o mais próximo do *boresight* (azimute $\phi_r = 90^\circ$) dos *corner reflectors* 1 e 2 respectivos aos *surveillance channels* 1 e 2, enquanto que o TX de FM deve estar angularmente posicionado o mais próximo do azimute antipodal ao *boresight* dos *corner reflectors* 1 e 2 (azimute $\phi_r = -90^\circ$).



Localização do alvo

Dependendo do cenário operacional pode acontecer que a posição angular do TX de FM localize-se próxima à região angular do ângulo meia potência dos *corner reflectors* 1 e 2, situação que inviabiliza a operação do radar devido ao alto DPI resultante.

Notar ainda que um valor muito grande para θ_o pode resultar $\phi_r = \phi + \theta_o \geq 180^\circ$ para um determinado alvo (=target) particular, situação que coloca este alvo atrás dos *corner reflectors* 1 e 2 (ver (A) abaixo) , não só inviabilizando sua detecção como também gerando ambiguidade em (10) ,e, conseqüentemente, resultando valores angulares errôneos.



Delay profile dos ecos

Para efeito de simulação de um radar passivo em seu cenário operacional, conforme veremos no Cap III.11, é necessário informar ao simulador:

- A magnitude do eco em [dB] em relação à magnitude do sinal de referência recebido através do *direct path*.
- A diferença de fase Δ_{phase} entre as ondas EM do eco que incidem respectivamente nas antenas dos *surveillance channels* 1 e 2.
- O atraso no tempo da onda EM do eco em relação à onda EM do sinal de referência recebido através do *direct path*.

Estas informações são reunidas em uma matriz de dados denominada *delay profile*, uma para cada *surveillance channel*.

Por exemplo, abaixo é mostrado o *delay profile* para um único eco (um único alvo). A primeira linha do *delay profile* refere-se ao sinal de referência recebido através do percurso de propagação do *direct path* e, portanto a magnitude é 0 [dB] e o atraso é 0 [μs]. A segunda linha do *delay profile* refere-se ao sinal de eco, com uma magnitude de -40.6 [dB], $\Delta_{\text{phase}} = -90^\circ$ e atraso de 96.7 [μs]. As demais linhas do *delay profile* estão zeradas porque há somente um alvo no cenário operacional. Este *delay profile* pode representar um cenário operacional com até 5 alvos (5 ecos), que é o número de linhas disponíveis além da primeira linha que representa o sinal de referência recebido através do *direct path*.

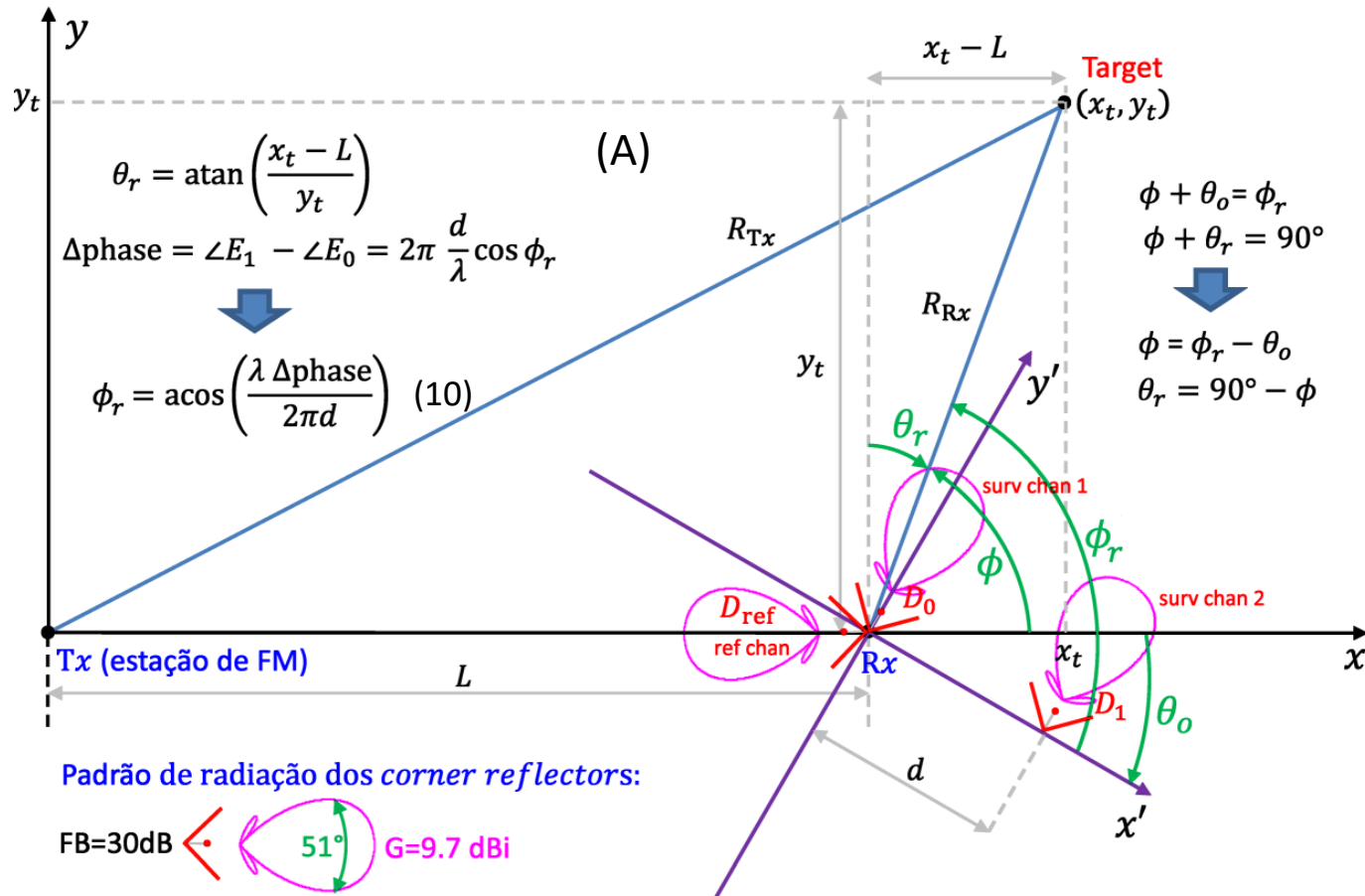
Magnitude do eco em [db]	Δ Fase do eco em [°]	Atraso do eco em [μs]
0	0	0
-40.6	-90	96.7
-1×10^{307}	0	0
-1×10^{307}	0	0
-1×10^{307}	0	0
-1×10^{307}	0	0

DelayProfile =

Delay profile dos ecos

O *delay profile* resulta basicamente da geometria do cenário de operação, conforme mostrado em (A) abaixo, e necessita como parâmetros de entrada: A distância L entre Tx e Rx, o *range* bistático absoluto de cada alvo, o ângulo de azimute ϕ do alvo no sistema cartesiano xyz , o ângulo θ_o de rotação no plano xy entre os sistema cartesianos xyz e $x'y'z'$, a frequência f e a potência ERP P_{tx} do TX de FM, o *radar cross section* RCS do alvo, o ganho, impedância e *FB ratio* das antenas. A distância entre os centros de fase das antenas dos *surveillance channels* é usualmente $d = 0.5\lambda$.

No próximo slide vamos analisar passo a passo um exemplo de procedimento para a construção do *delay profile* do eco de um alvo a partir dos dados referidos acima.



Delay profile dos ecos

Exemplo: Determine o *delay profile* que resulta para o eco de um alvo sabendo que a distância entre Tx e Rx é $L = 20$ [Km], o *range* bistático absoluto do alvo é $BistaticRange = 100$ [Km], o ângulo de azimute do alvo no sistema cartesiano xyz é $\phi = 60^\circ$, o ângulo de rotação no plano xy entre os sistema cartesianos xyz e $x'y'z'$ é $\theta_o = 30^\circ$, a frequência e a potência ERP do TX de FM são $f = 100$ [MHz] e $P_{tx} = 60$ [Kw], o *radar cross section* do alvo é $RCS = 100$ [m²]. As antenas são do tipo <https://www.fccdecastro.com.br/pdf/RA3.pdf> mas tunadas para a frequência f do TX de FM, apresentando ganho $G_{rx} = 9.65$ [dBi], impedância $R_r = 50$ [Ω] e $FB\ ratio = 30$ [dB]. A distância entre os centros de fase das antenas dos *surveillance channels* é $d = 0.5\lambda$.

Pede-se: Determine o *delay profile* para o eco deste alvo nas condições operacionais dadas.

Solução: O procedimento a seguir apresentado para esta solução é a descrição do script MathCad disponível em [http://www.fccdecastro.com.br/ZIP/Mag&Phase\(-53.1dB\).zip](http://www.fccdecastro.com.br/ZIP/Mag&Phase(-53.1dB).zip).

$\eta := 120\Omega$ → impedância do espaço livre

Parâmetros dos *corners reflectors*: ver

<https://zcg.com.au/product/vhf-corner-reflector-aluminium-148-174mhz-specify-7-5mhz-500w-7-5dbd-1-25m/>

São dados:

$L := 20\text{km}$ $BistaticRange := 100\text{km}$ $\phi := 60^\circ$ $\theta_o := 30^\circ$ $f := 100\text{MHz}$ $\lambda := \frac{c}{f} = 2.998\text{m}$

$R_{rx} := \frac{BistaticRange^2 - L^2}{2 \cdot (BistaticRange + L \cdot \sin(90^\circ - \phi))} = 43.636\text{km}$ → ver pags [75],[101] e [308-310] de ! *Bistatic Radar, Second Edition* by Nicholas J. Willis (z-lib.org) - 2005.pdf

$R_{tx} := \sqrt{R_{rx}^2 + L^2 + 2 \cdot R_{rx} \cdot L \cdot \sin(90^\circ - \phi)} = 56.364 \cdot \text{km}$ → ver pags [75],[101] e [308-310] de ! *Bistatic Radar, Second Edition* by Nicholas J. Willis (z-lib.org) - 2005.pdf

Nota: O $BistaticRange$ dado é o *range* bistático absoluto, portanto não é necessário somar L ao mesmo.

Delay profile dos ecos

Delay da onda EM ao se propagar a distância $L = 20 \cdot \text{km}$ ao longo do caminho direto (TX→RX):

$$\text{DelayDirectPath} := \frac{L}{c} = 66.713 \cdot \mu\text{s}$$

Delay da onda EM ao se propagar a distância $\text{BistaticRange} = 100 \cdot \text{km}$ ao longo do caminho refletido no *target* (TX→ *target*→ RX):

$$\text{DelayBistaticPath} := \frac{\text{BistaticRange}}{c} = 333.564 \cdot \mu\text{s}$$

$P_{\text{tx}} := 60 \text{ kW}$ → Com esta potência $P=60 \text{ kW}$ (ERP) a emissora tem um área de cobertura com raio de 54 Km de distância a partir de sua localização (ver "Quadro 7.4" e "Quadro 7.6" de <https://www.abert.org.br/web/dados-do-setor/estatisticas/classificacao-de-emissoras.html>)

$\text{RCS} := 100 \text{ m}^2$ → Radar cross section de um B52 (similar à RCS de um Boeing 737 - ver <https://www.aereo.jor.br/2010/02/01/um-pouco-sobre-secao-reta-radar-rcs-e-tecnologia-stealth/>) Para VHF, ver também "RCS of aircraft and helicopters.pdf".

$\text{FBratio} := 30 \text{ dB}$ → front-back ratio dos *comer reflectors* 1 e 2, respectivos a cada um dos dois *surveillance channels*.

$\text{Grx} := 7.5 + 2.15 = 9.65 \text{ dBi}$ → Ganho dos *comer reflectors* 1 e 2, respectivos a cada um dos dois *surveillance channels*.

$$\text{ARX} := 10^{\frac{\text{Grx}}{10}} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = 6.598 \text{ m}^2 \rightarrow \text{Área de recepção do } \textit{comer reflector}$$

$\text{Rr} := 50 \Omega$ → Resistência de radiação do *comer reflector*

Delay profile dos ecos

$$E_{\theta\text{target}} := \frac{\sqrt{60\Omega P_{\text{tx}}}}{R_{\text{tx}}} = 0.034 \cdot \frac{\text{V}}{\text{m}} \rightarrow \text{Campo elétrico nas vizinhanças do target}$$

$$S_{\text{target}} := \frac{(|E_{\theta\text{target}}|)^2}{2\eta} = 1.503 \times 10^{-6} \cdot \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \rightarrow \text{Módulo do vetor de Poynting nas vizinhanças do target}$$

$$P_{\text{target}} := S_{\text{target}} \cdot \text{RCS} = 1.503 \times 10^{-4} \text{ W} \rightarrow \text{Potência da onda EM re-irradiada pelo target na forma de eco}$$

$$E_{\theta\text{rx}} := \frac{\sqrt{60\Omega P_{\text{target}}}}{R_{\text{rx}}} = 2.176 \cdot \frac{\mu\text{V}}{\text{m}} \rightarrow \text{Campo elétrico do eco nas vizinhanças do RX do radar passivo}$$

$$E_{\theta\text{ref}} := \frac{\sqrt{60\Omega P_{\text{tx}}}}{L} = 94.9 \cdot \frac{\text{mV}}{\text{m}} \rightarrow \text{Campo elétrico do TX de FM (reference channel) nas vizinhanças do RX do radar passivo}$$

$$\text{EchoRelMag} := 20 \cdot \log\left(\frac{E_{\theta\text{rx}}}{E_{\theta\text{ref}}}\right) + \text{FBratio} + \text{Grx} = -53.1 \text{ dB} \rightarrow \text{amplitude relativa do eco refletido no target em relação ao sinal de referência recebido através do caminho direto (direct path). A onda EM do eco de um determinado target incide nos comer reflectors 1 e 2 respectivos a cada um dos dois surveillance channels, ambos sendo idealmente apontados para o setor angular onde se encontra(m) o(s) target(s). A onda EM do sinal de referência se propaga o longo do direct path de tamanho L (ver figura acima) e incide no comer reflector 3 apontado para a emissora de FM. A emissora de FM deve ficar atrás dos comer reflectors 1 e 2 para efeito de redução do DPI (Direct Path Interference). Note que quanto maior o FBratio dos comer reflectors 1 e 2, maior será a redução do DPI.$$

Delay profile dos ecos

$$\Delta\text{phase} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \cos(\phi_r)$$

Δphase	ϕ_r
180°	0°
90°	60°
0°	90°
-90°	120°
-180°	180°

$$\phi_r := \phi + \theta_0 = 90^\circ$$

Para uma distância entre os centros de fase dos 2 *corner reflectors* $d = 0.5\lambda$ o Δphase entre as tensões respectivas aos terminais dos *corner reflectors* 1 e 2 resultantes da onda EM do eco que incide no array formado pelos *corner reflectors* 1 e 2 é dado por:

$$\Delta\text{phase} := \pi \cdot \cos(\phi_r) = 0^\circ$$

$$S := \frac{E\theta_{rx}^2}{2 \cdot \eta} = 6.281 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{pW}}{\text{m}^2} \quad \rightarrow \text{módulo do vetor de Poynting nas vizinhanças dos } \textit{corner reflectors} \text{ 1 e 2}$$

$$V_t := \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{4 \cdot \text{ARX} \cdot S \cdot R_r} = 2.036 \cdot \mu\text{V} \quad \rightarrow \text{magnitude da tensão nos terminais dos } \textit{corner reflectors} \text{ 1 e 2 resultantes da onda EM do eco que incide no array formado pelos } \textit{corner reflectors} \text{ 1 e 2.}$$

Delay profile dos ecos

Delay Profile resultante do cenário operacional:

$$\text{DelayProfile} := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \text{EchoRelMag} & \frac{\Delta\text{phase}}{\circ} & \frac{\text{DelayBistaticPath} - \text{DelayDirectPath}}{\mu\text{s}} \\ -\infty & 0.^\circ & 0 \\ -\infty & 0.^\circ & 0 \\ -\infty & 0.^\circ & 0 \\ -\infty & 0.^\circ & 0 \end{pmatrix} = \begin{matrix} \begin{matrix} \text{Magnitude do} \\ \text{eco em [db]} \\ \downarrow \end{matrix} & \begin{matrix} \Delta\text{Fase do} \\ \text{eco em [}^\circ\text{]} \\ \downarrow \end{matrix} & \begin{matrix} \text{Atraso do} \\ \text{eco em [\mu s]} \\ \downarrow \end{matrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -53.1 & 0 & 266.9 \\ -1 \times 10^{307} & 0 & 0 \\ -1 \times 10^{307} & 0 & 0 \\ -1 \times 10^{307} & 0 & 0 \\ -1 \times 10^{307} & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

Nota: Os *ranges* bistáticos detectados pelo CFAR na superfície ARD da função de ambiguidade são valores diferenciais, isto é, resultam da diferença entre o tamanho do caminho TX→*target*→RX e o tamanho do *direct path* TX→RX, cujo tamanho é L . Portanto o atraso do eco para efeito de construção do *delay profile* deve ser aquele que corresponde ao *range* bistático diferencial, i.e. $\text{DelayBistaticPath} - \text{DelayDirectPath}$.

Adicionalmente, conforme veremos no Cap III.11, é necessário especificar o desvio Doppler bistático da onda EM de cada eco, cada eco sendo originado pela reflexão da onda EM iluminante no respectivo alvo em movimento. Para tanto, vamos aproximar o desvio Doppler bistático pelo desvio Doppler monostático obtido da velocidade radial do alvo (ver slide 38 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf). **Note que esta aproximação não afeta a precisão do processo de localização do alvo porque as equações (10) e (12) do Cap III.9, que determinam a coordenada polar (R_{RX}, ϕ_r) do alvo, não dependem do desvio Doppler.**

Simulação da operação do radar passivo

Neste capítulo III.11 descreveremos a simulação de um radar passivo em seu cenário operacional, reunindo em uma sequência de procedimentos o que foi discutido nos capítulos anteriores. Esta sequência de procedimentos e operações é o mesmo processamento em banda-base que é realizado caso o radar PBR seja implementado em um microprocessador, em uma FPGA ou em um PC – os algoritmos são os mesmos.

O referido processamento em banda-base encontra-se integrado e descrito no *script* MathCad disponível em https://www.fccdecastro.com.br/ZIP/PBRsimulator_R2.zip. O *script* “PBRsimulator_R2.xmcd” lê o *stream* de símbolos IQ representativo do sinal de FM a partir dos arquivos “lbb.txt” e “Qbb.txt” gravados previamente em disco. Os arquivos “lbb.txt” e “Qbb.txt” são gerados por um gerador do sinal em banda-base digitalmente demodulado no RX do *reference channel* de um radar PBR a partir do sinal iluminante irradiado por um TX de FM comercial.

Este gerador do *stream* de símbolos IQ representativo do sinal de FM demodulado já foi discutido no Cap III.3 e seu *script* MathCad está disponível em <https://www.fccdecastro.com.br/ZIP/FMBasebandIQStreamGenerator.zip>.

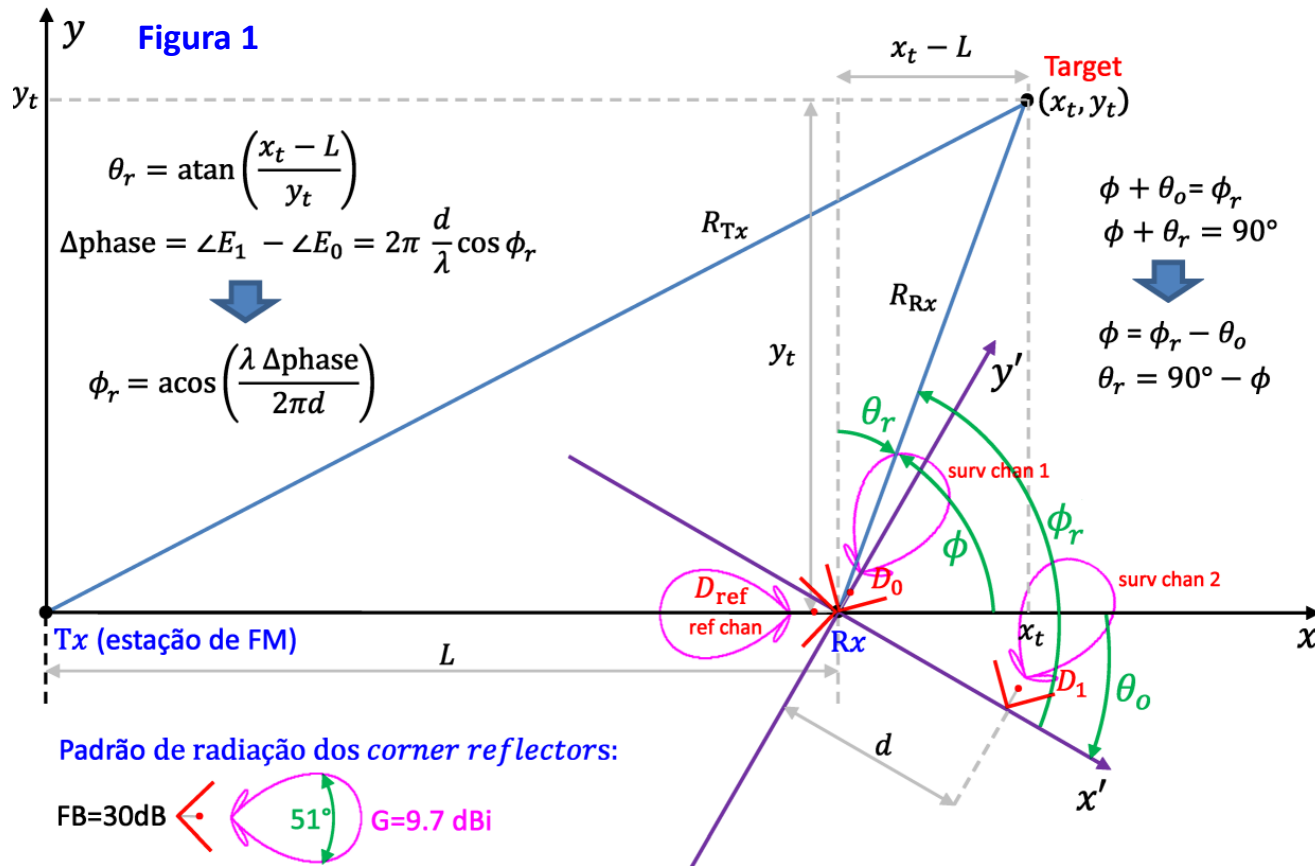
A seguir o *script* “PBRsimulator_R2.xmcd” usa os *delay profiles* especificados para os *surveillance channels* 1 e 2 para determinar as respostas ao impulso $CIR1$ e $CIR2$ destes dois canais. Cada m -ésimo impulso em $CIR1$ e $CIR2$ é multiplicado por um fator $e^{j2\pi n \frac{v_m}{SR}}$, onde SR é o *symbol rate* e v_m é o desvio Doppler do alvo correspondente à m -ésima amostra em $CIR1$ e $CIR2$ e onde n é o índice da amostra no *stream* de símbolos IQ respectivo aos *surveillance channels* 1 e 2. $CIR1$ e $CIR2$ assim multiplicadas por $e^{j2\pi n \frac{v_m}{SR}}$ são então convoluídas com o respectivo *stream* de símbolos IQ dos *surveillance channels* 1 e 2 gerando os *streams* de símbolos IQ em banda-base $v_{s1}[n]$ e $v_{s2}[n]$ na saída dos respectivos conversores A/D em (A) no slide 49. Este procedimento é efetuado pela função ConvolveDoppler() cujo pseudocódigo está descrito no Apêndice E.

A maneira mais produtiva de estudarmos o referido processamento em banda-base é através de um exemplo, com solução dada pelo *script* “PBRsimulator_R2.xmcd”, conforme enunciado no próximo slide.

Simulação da operação do radar passivo

Exemplo: Um radar PBR opera no cenário mostrado na Figura 1 abaixo, com 3 alvos móveis conforme especificado nos *delay profiles* 1 e 2, cada alvo se movendo com uma velocidade radial monostática respectivamente de -280 [Km/h], 400 [Km/h] e 850 [Km/h]. A relação sinal ruído em ambos os *surveillance channels* 1 e 2 é $SNR = 35$ [dB]. O *symbol rate*, i.e, a frequência de amostragem no A/D do RX, é de $f_s = 250$ [KHz] e a frequência do TX de FM é $f_0 = 100$ [MHz]. A distância entre Tx e Rx é $L = 20$ [Km] e o ângulo de rotação no plano xy entre os sistema cartesianos xyz e $x'y'z'$ é $\theta_o = 30^\circ$.

Pede-se: Determine a coordenada polar (R_{Rx}, ϕ_r) de cada alvo e plote os alvos no display do radar.



delay profile 1:

Magnitude do eco em [dB]	Fase do eco em [°]	Atraso do eco em [μs]
0	0°	0
-40.6	0°	96.7
-46.5	0°	166.8
-53.1	0°	266.9
$-\infty$	0°	0
$-\infty$	0°	0

SurvChannel1 :=

delay profile 2:

Magnitude do eco em [dB]	Fase do eco em [°]	Atraso do eco em [μs]
0	45°	0
-40.6	-90°	96.7
-46.5	90°	166.8
-53.1	0°	266.9
$-\infty$	0°	0
$-\infty$	0°	0

SurvChannel2 :=

Simulação da operação do radar passivo

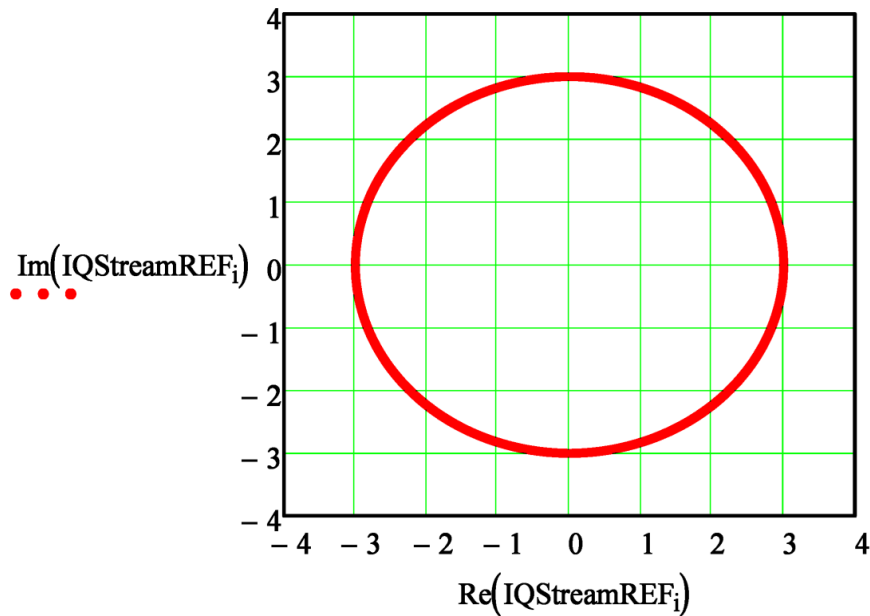
Solução – Utilizando o *script* "PBRSimulator_R2.xmcd" temos:

Lê do disco o *stream* de símbolos IQ em bandabase recebidos pelo RX (*stream* que foi gerado por "FMBasebandIQStreamGenerator.xmcd") e atribui o *stream* ao vetor IQStreamREF:

Ibb := READPRN("Ibb.txt") Qbb := READPRN("Qbb.txt") IQStreamREF:= Ibb + j·Qbb

NumIQSymbols := length (IQStreamREF) → NumIQSymbols = 65536 i:= 0.. NumIQSymbols – 1

Mapa IQ do *stream* de símbolos IQ em bandabase recebidos pelo RX. Este *stream* é o sinal na entrada da representação em bandabase dos *surveillance channels* 1 e 2:



IQStreamREF=

	0
0	$3+5.258i \cdot 10^{-9}$
1	3
2	$3+5.637i \cdot 10^{-9}$
3	$3+9.004i \cdot 10^{-10}$
4	$3-9.44i \cdot 10^{-9}$
5	$3+3.063i \cdot 10^{-9}$
6	$3-1.163i \cdot 10^{-8}$
7	$3+4.526i \cdot 10^{-9}$
8	$3-1.598i \cdot 10^{-8}$
9	$3+2.409i \cdot 10^{-9}$
10	...

Simulação da operação do radar passivo

Especificação do sistema:

SymbolRate := 250KHz

$$T := \frac{1}{\text{SymbolRate}}$$

$$\frac{\overline{\max(|\text{QAM16}|)}}{\overline{\max(|\text{IQStreamREF}|)}} = 1.414$$

$T = 4 \cdot \mu\text{s}$ → intervalo de tempo entre símbolos IQ adjacentes no tempo

IntegrationTime := NumIQSymbols · T = 262.144 · ms

Especificação dos *delay profiles* da representação em bandabase dos *surveillance channels* 1 e 2. Os dois *delay profiles* resultam de 3 *targets* com *bistatic ranges* distintos:

delay profile 1:

Magnitude do eco em [db] Fase do eco em [°] Atraso do eco em [μs]

$$\text{SurvChannel1} := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -40.6 & 0^\circ & 96.7 \\ -46.5 & 0^\circ & 166.8 \\ -53.1 & 0^\circ & 266.9 \\ -\infty & 0^\circ & 0 \\ -\infty & 0^\circ & 0 \end{pmatrix}$$

delay profile 2:

Magnitude do eco em [db] Fase do eco em [°] Atraso do eco em [μs]

$$\text{SurvChannel2} := \begin{pmatrix} 0 & 45^\circ & 0 \\ -40.6 & -90^\circ & 96.7 \\ -46.5 & 90^\circ & 166.8 \\ -53.1 & 0^\circ & 266.9 \\ -\infty & 0^\circ & 0 \\ -\infty & 0^\circ & 0 \end{pmatrix}$$

bistatic range (range diferencial):

$$96.7 \mu\text{s} \cdot c = 28.99 \cdot \text{km}$$

$$166.8 \mu\text{s} \cdot c = 50.005 \cdot \text{km}$$

$$266.9 \mu\text{s} \cdot c = 80.015 \cdot \text{km}$$

Simulação da operação do radar passivo

Dividindo a 3ª coluna dos *delay profiles* `SurvChannel1` e `SurvChannel2` por $T = 4 \cdot \mu\text{s}$ e arredondando para o inteiro mais próximo obtemos o número de intervalos de símbolo correspondente ao atraso temporal do respectivo eco cuja amplitude em vezes ($\text{vezes} = 10^{\text{db}/20}$) é especificada na 1ª coluna:

$$\text{CIR1} := \text{CpxChannelImpulseResponse}\left(\text{SurvChannel1}, \frac{\text{SymbolRate}}{\text{MHz}}, 1\right)$$

$$\text{SymbolDelay1}^{\langle 0 \rangle} := \left(\begin{array}{c} \xrightarrow{\text{SurvChannel1}^{\langle 0 \rangle}} \\ 10 \quad 20 \quad \cdot e^{j \cdot \text{SurvChannel1}^{\langle 1 \rangle}} \end{array} \right) \quad \text{SymbolDelay1}^{\langle 1 \rangle} := \text{round}\left(\text{SurvChannel1}^{\langle 2 \rangle} \cdot \frac{\text{SymbolRate}}{\text{MHz}}\right)$$

$$\text{SymbolDelay1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0.009 & 24 \\ 0.005 & 42 \\ 0.002 & 67 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{DelaySpread} := \max(\text{SymbolDelay1}^{\langle 1 \rangle}) + 1$$

$$\text{DelaySpread} = 68$$

Simulação da operação do radar passivo

$$\text{CIR2} := \text{CpxChannelImpulseResponse}\left(\text{SurvChannel2}, \frac{\text{SymbolRate}}{\text{MHz}}, 1\right)$$

$$\text{SymbolDelay2}^{\langle 0 \rangle} := \left(\begin{array}{c} \xrightarrow{\text{SurvChannel2}^{\langle 0 \rangle}} \\ 10 \quad 20 \quad \cdot e^{j \cdot \text{SurvChannel2}^{\langle 1 \rangle}} \end{array} \right)$$

$$\text{SymbolDelay2}^{\langle 1 \rangle} := \text{round}\left(\text{SurvChannel2}^{\langle 2 \rangle} \cdot \frac{\text{SymbolRate}}{\text{MHz}}\right)$$

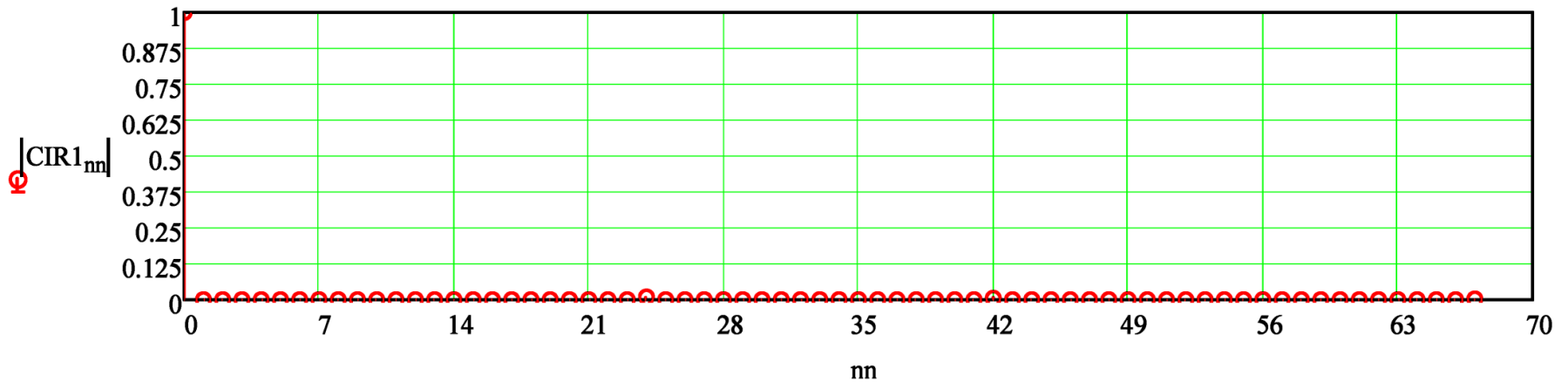
$$\text{SymbolDelay2} = \begin{pmatrix} 0.707 + 0.707i & 0 \\ -0.009i & 24 \\ 0.005i & 42 \\ 0.002 & 67 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Aa tabelas SymbolDelay 1 e 2 acima permitem determinar as respostas ao impulso discretas dos canais 1 e 2 através do seguinte arrazoado: A resposta ao impulso discreta do canal é formada por impulsos com amplitude especificada na 1ª coluna da tabela SymbolDelay, impulsos estes que ocorrem nos respectivos instantes discretos de tempo (=índice das amostras) dados pela 2ª coluna desta tabela. A todas as demais amostras da resposta ao impulso do canal é atribuído o valor zero. Desta maneira, a resposta ao impulso discreta dos canais 1 e 2 resulta conforme gráficos que seguem (note que a amplitude dos ecos dos 3 *targets* são quase imperceptíveis para magnitudes de eco de -40.6 dB, -46.5 dB e -53.1 dB, respectivamente):

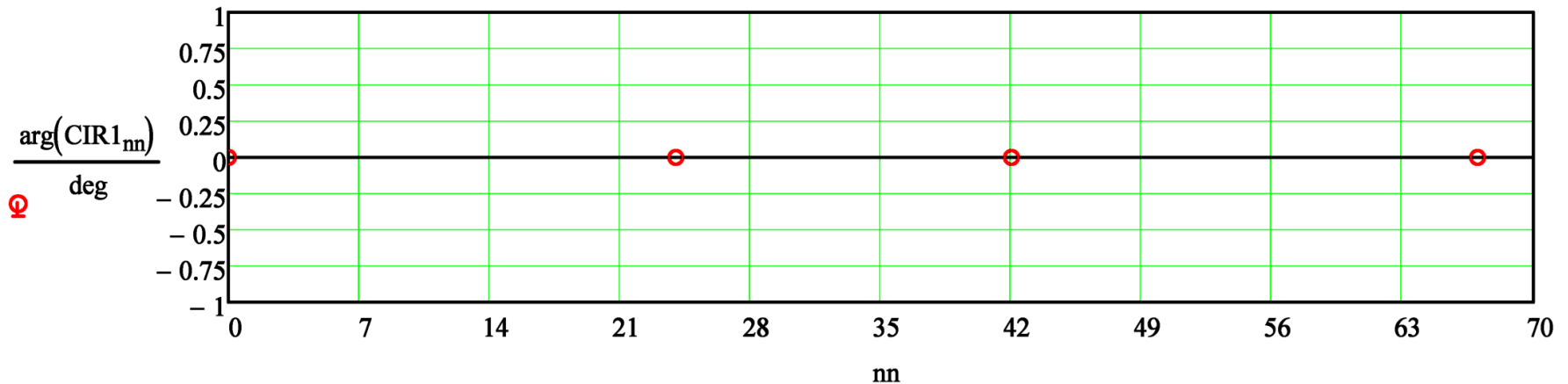
Simulação da operação do radar passivo

```
nn := 0 .. length(CIR1) - 1
```

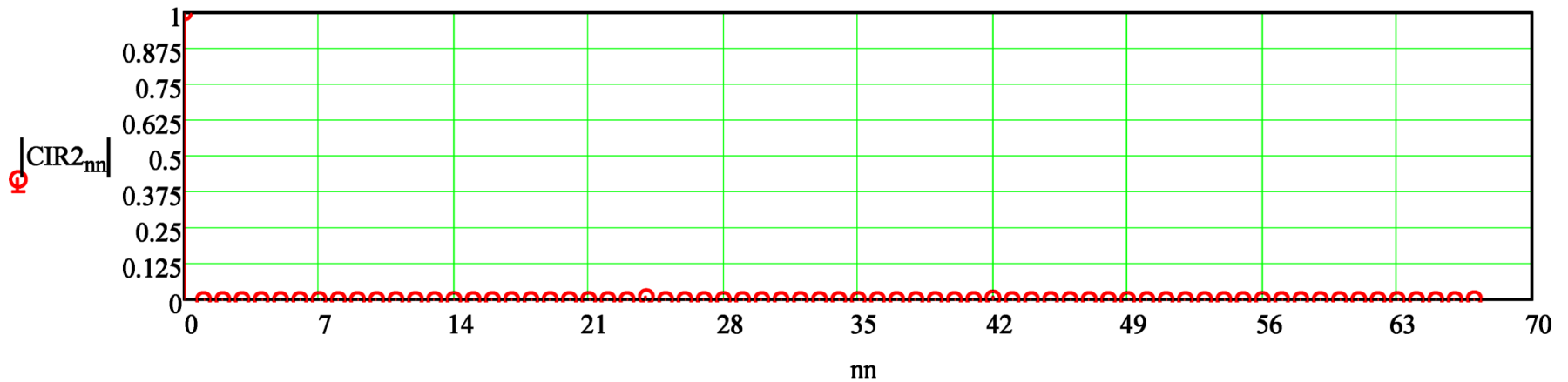
Módulo da resposta discreta ao impulso do canal 1:



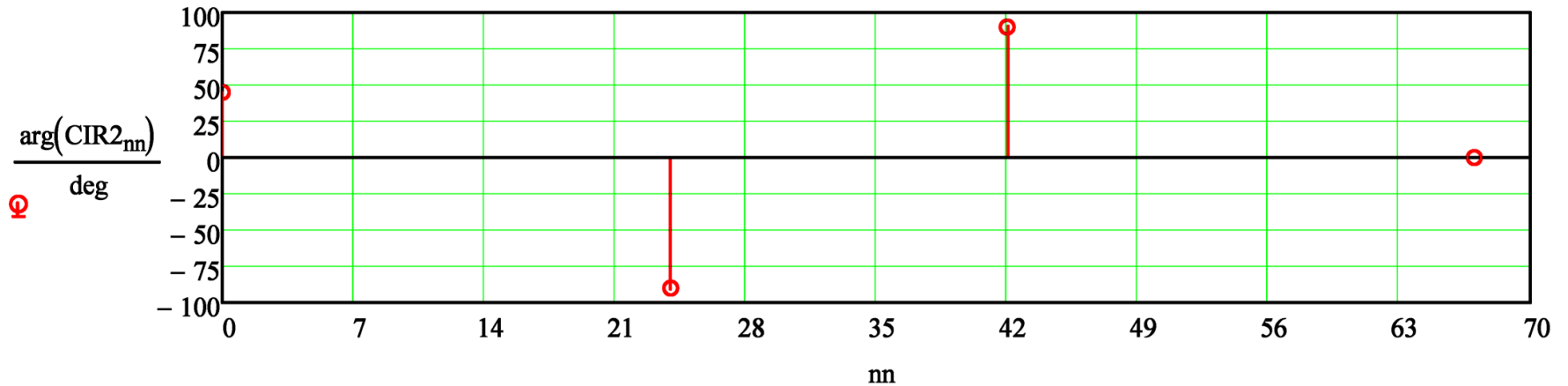
Fase da resposta discreta ao impulso do canal 1:



Módulo da resposta discreta ao impulso do canal 2:



Fase da resposta discreta ao impulso do canal 2:



Simulação da operação do radar passivo

Especificando o desvio Doppler de cada eco dos *surveillance channels* 1 e 2 para o TX da estação de FM operando em $f_0 := 100\text{MHz}$. Vamos aproximar o desvio Doppler bistático de cada eco pelo desvio Doppler monostático, que é função da velocidade radial de deslocamento de cada *target* (ver slide 38 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula2a14_19102020.pdf):

$nn := 0 .. \text{length}(\text{CIR1})$ $\text{DopplerVector}_{nn} := 0$

$$\text{DopplerVector}_{24} := 2 \cdot \frac{-280 \cdot \frac{\text{km}}{\text{hr}}}{c} \cdot f_0 = -51.888 \cdot \text{Hz} \quad \rightarrow \text{Desvio Doppler resultante de uma aeronave se afastando do RX a uma velocidade radial de 280 km/h (p/ operação monostática).}$$

$$\text{DopplerVector}_{42} := 2 \cdot \frac{400 \cdot \frac{\text{km}}{\text{hr}}}{c} \cdot f_0 = 74.125 \cdot \text{Hz} \quad \rightarrow \text{Desvio Doppler resultante de uma aeronave se aproximando do RX a uma velocidade radial de 400 km/h (p/ operação monostática).}$$

$$\text{DopplerVector}_{67} := 2 \cdot \frac{850 \cdot \frac{\text{km}}{\text{hr}}}{c} \cdot f_0 = 157.516 \cdot \text{Hz} \quad \rightarrow \text{Desvio Doppler resultante de uma aeronave se aproximando do RX a uma velocidade radial de 850 km/h (p/ operação monostática).}$$

Simulação da operação do radar passivo

Gerando os *symbol stream* respectivamente na saída dos *surveillance channels* 1 e 2:

$\text{IQch1} := \text{ConvolveDoppler}(\text{IQStreamREF}, \text{CIR1}, \text{DopplerVector}, \text{SymbolRate})$

$\text{IQch2} := \text{ConvolveDoppler}(\text{IQStreamREF}, \text{CIR2}, \text{DopplerVector}, \text{SymbolRate})$

Adicionando ruído AWGN com $\text{SNR} := 35$ dB aos *symbol streams* dos *surveillance channels* 1 e 2:

$$\text{PSignal1} := \text{var}(\text{IQch1}) \quad \text{Noise1} := \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{rnorm}\left(\text{length}(\text{IQch1}), 0, \sqrt{\text{PSignal1} \cdot 10^{\frac{-\text{SNR}}{10}}}\right) + \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot \text{rnorm}\left(\text{length}(\text{IQch1}), 0, \sqrt{\text{PSignal1} \cdot 10^{\frac{-\text{SNR}}{10}}}\right)$$

$$\text{PSignal2} := \text{var}(\text{IQch2}) \quad \text{Noise2} := \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{rnorm}\left(\text{length}(\text{IQch2}), 0, \sqrt{\text{PSignal2} \cdot 10^{\frac{-\text{SNR}}{10}}}\right) + \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot \text{rnorm}\left(\text{length}(\text{IQch2}), 0, \sqrt{\text{PSignal2} \cdot 10^{\frac{-\text{SNR}}{10}}}\right)$$

Medindo a SNR nos *surveillance channels* 1 e 2:

$$10 \cdot \log\left(\frac{\text{PSignal1}}{\text{var}(\text{Noise1})}\right) = 34.997 \text{ dB} \qquad 10 \cdot \log\left(\frac{\text{PSignal2}}{\text{var}(\text{Noise2})}\right) = 35.018 \text{ dB}$$

Adicionando o ruído aos *surveillance channels* 1 e 2:

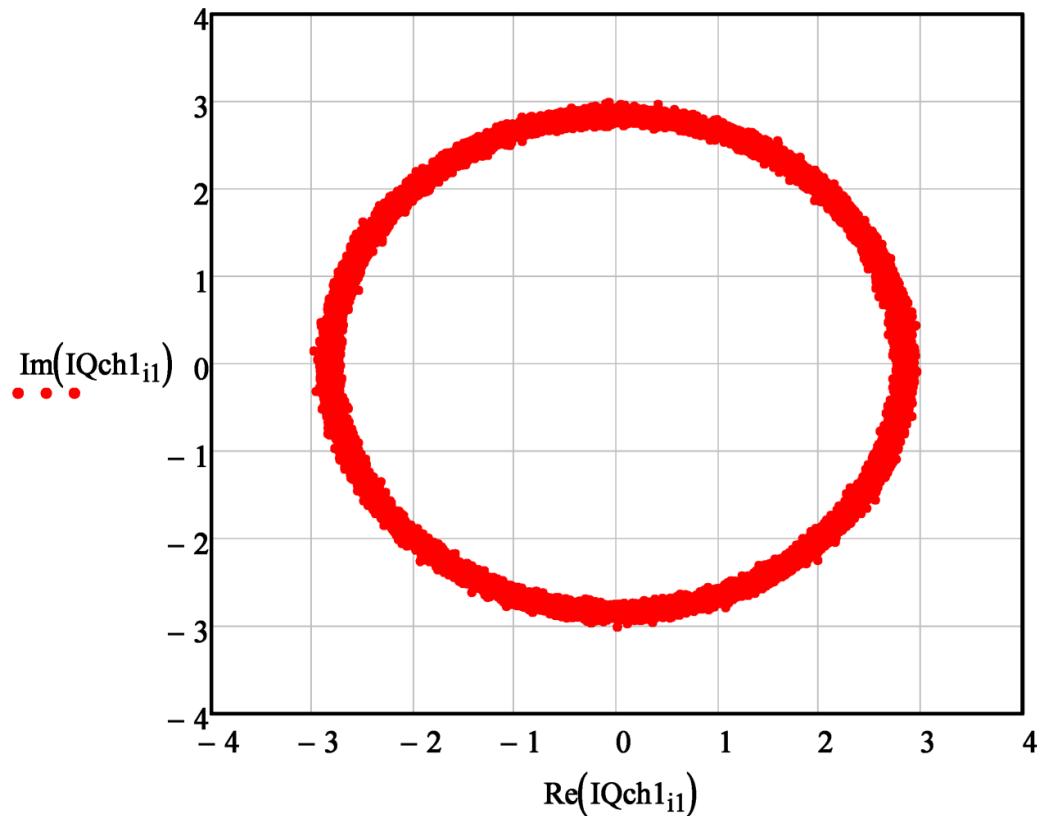
$\text{IQch1} := \text{IQch1} + \text{Noise1}$ $\text{IQch2} := \text{IQch2} + \text{Noise2}$ $\text{StartIndex} := 40000$ → Índice inicial p/ plot do mapa IQ

Simulação da operação do radar passivo

$\gamma := 0.71$ → Fator de correção fino do CAG (o objetivo é ajustar manualmente γ de modo a enquadrar o círculo de símbolos IQ o mais próximo dos limites $\{-3,3\}$ - apenas uma convenção para aproximar a constelação do sinal FM da constelação 16-QAM).

$$\text{CAG_1} := \frac{\overrightarrow{\max(|\text{QAM16}|)}}{\overrightarrow{\max(|\text{IQch1}|)}} = 0.946 \quad \text{IQch1} := \text{CAG_1} \cdot \text{IQch1} \quad \text{i1} := \text{StartIndex} \dots \text{length}(\text{IQch1}) - \text{round}(\text{DelaySpread})$$

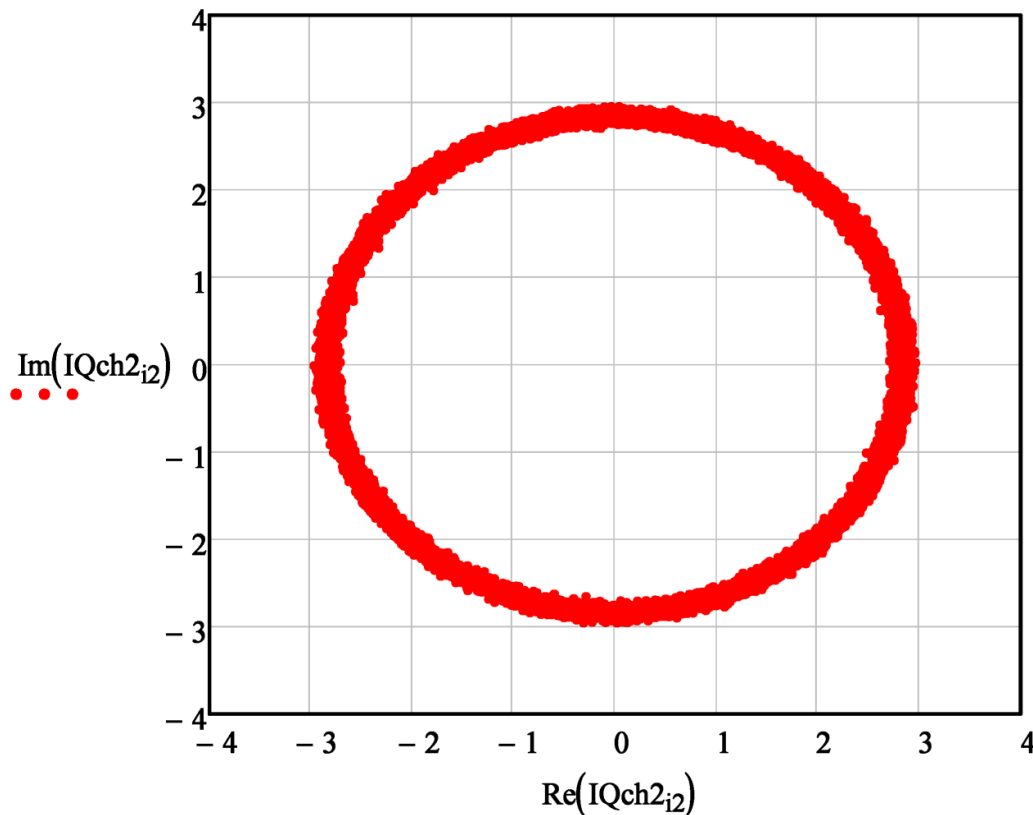
Mapa IQ do *stream* de símbolos IQ em bandabase recebidos pelo RX1. Este *stream* é o sinal resultante na saída da representação em bandabase do *surveillance channel* 1:



Simulação da operação do radar passivo

Mapa IQ do *stream* de símbolos IQ em bandabase recebidos pelo RX2. Este *stream* é o sinal resultante na saída da representação em bandabase do *surveillance channel 2*:

$$CAG_2 := \frac{\overrightarrow{\gamma \cdot \max(|QAM16|)}}{\overrightarrow{\max(|IQch2|)}} = 0.949 \quad \underline{IQch2} := CAG_1 \cdot IQch2 \quad i2 := \text{StartIndex} .. \text{length}(IQch2) - \text{round}(\text{DelaySpread})$$



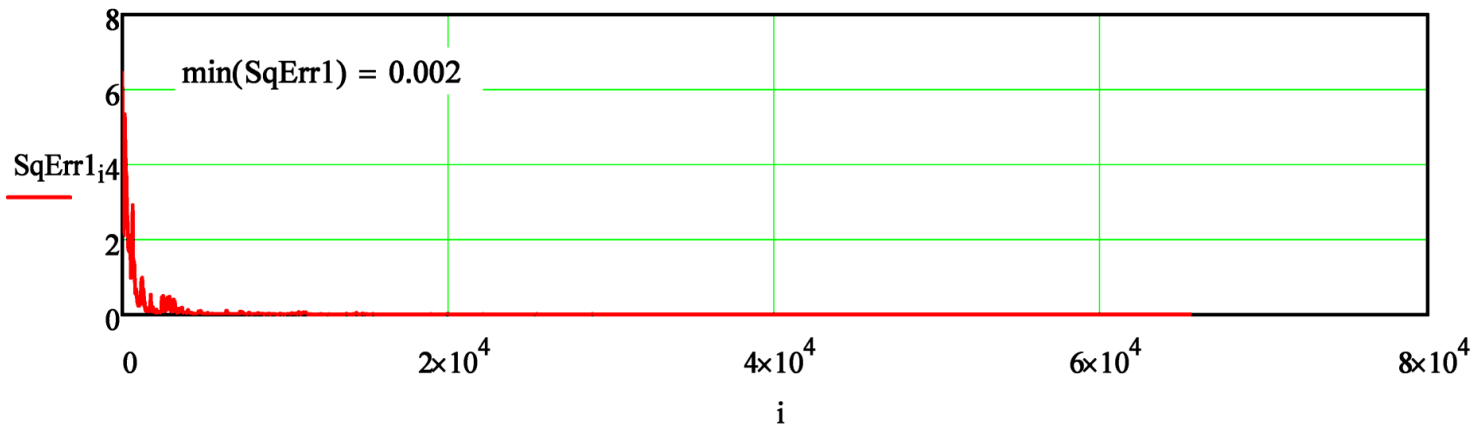
Simulação da operação do radar passivo

Minimização do DPI (*Direct Path Interference* - interferência do sinal do TX de FM) através de dois filtros GAL (*Gradient Adaptive Lattice*) em série:

Ordem do GAL: $M := 50$ → M deve ser menor que o *delay* do eco +curto p/ não atenuar este e os demais ecos posteriores. O DPI e os ecos de *clutter* anteriores a M são atenuados pelo GAL.

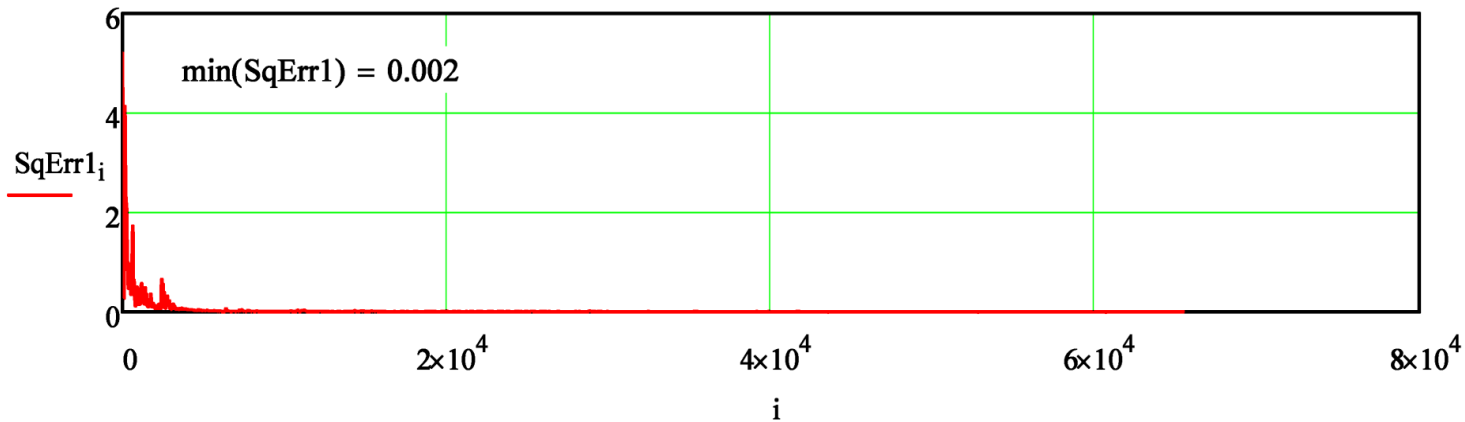
Parâmetros do GAL: $\beta := 0.95$ $\mu_{\text{GAL}} := 0.0004$ $\mu_{\text{NLMS}} := 0.003$ $\delta := 20$ $\alpha := 1$

$\begin{pmatrix} \text{Out1} \\ \text{SqErr1} \end{pmatrix} := \text{GALDPICanceller}(\text{IQStreamREF}, \text{IQch1}, M, \beta, \mu_{\text{GAL}}, \mu_{\text{NLMS}}, \delta, \alpha)$ $\text{SqErr1} := \text{MovAv}(\text{SqErr1}, M)$ $i := 0 .. \text{length}(\text{SqErr1}) - 1$



Simulação da operação do radar passivo

$\begin{pmatrix} \text{Out1} \\ \text{SqErr1} \end{pmatrix} := \text{GALDPICanceller}(\text{IQStreamREF}, \text{Out1}, M, \beta, \mu\text{GAL}, \mu\text{NLMS}, \delta, \alpha) \quad \text{SqErr1} := \text{MovAv}(\text{SqErr1}, M) \quad i := 0 .. \text{length}(\text{SqErr1}) - 1$



$\text{GAL_BYPASS} := 0 \rightarrow \text{GAL_BYPASS} = 1$ efetua o bypass do 1° e do 2° GAL em ambos RX1 e RX2

$\text{Out1} := \text{if}(\text{GAL_BYPASS} = 1, \text{IQch1}, \text{Out1})$

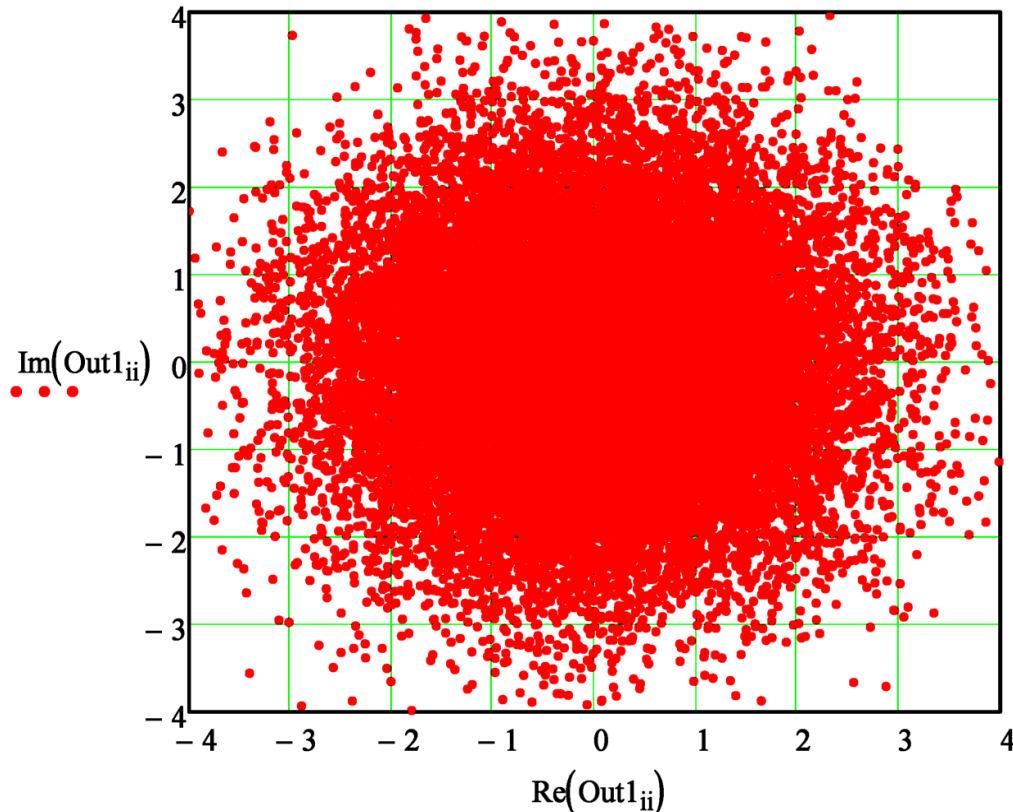
Simulação da operação do radar passivo

Mapa IQ do *stream* de símbolos IQ em bandabase na saída do 2° GAL do RX1:

$ii := \text{StartIndex} .. \text{length}(\text{Out1}) - 1$ $_Out_{ii-\text{StartIndex}} := \text{Out1}_{ii}$

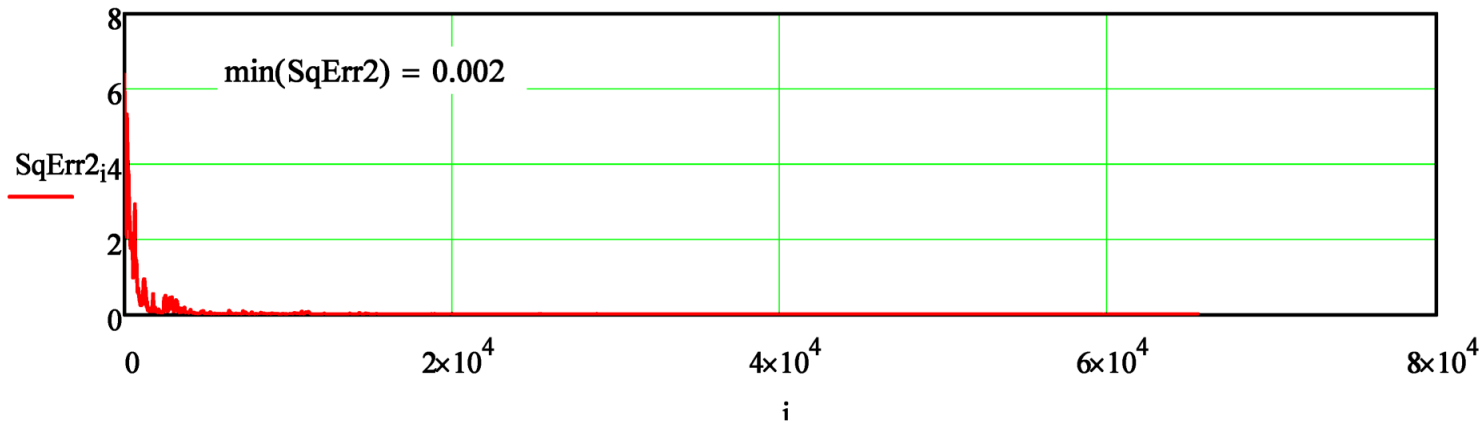
$\gamma_1 := 1.3$ → Fator de correção fino do CAG (o objetivo é ajustar manualmente γ de modo a enquadrar o círculo de símbolos IQ o mais próximo dos limites $\{-3,3\}$ - apenas uma convenção para aproximar a constelação do sinal FM da constelação 16-QAM).

$$\text{CAG1} := \frac{\overrightarrow{\gamma_1 \cdot \max(|\text{QAM16}|)}}{\overrightarrow{\max(|_Out|)}} = 28.886 \quad \text{Out1} := \text{CAG1} \cdot \text{Out1}$$

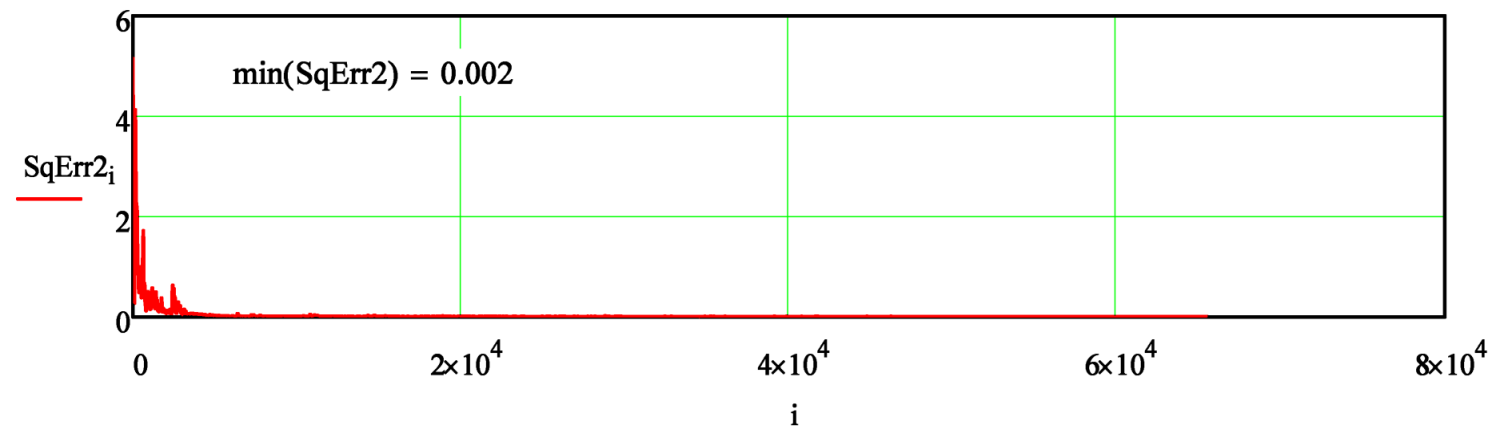


Simulação da operação do radar passivo

$\begin{pmatrix} \text{Out2} \\ \text{SqErr2} \end{pmatrix} := \text{GALDPICanceller}(\text{IQStreamREF}, \text{IQch2}, M, \beta, \mu\text{GAL}, \mu\text{NLMS}, \delta, \alpha) \quad \text{SqErr2} := \text{MovAv}(\text{SqErr2}, M) \quad i := 0 .. \text{length}(\text{SqErr2}) - 1$



$\begin{pmatrix} \text{Out2} \\ \text{SqErr2} \end{pmatrix} := \text{GALDPICanceller}(\text{IQStreamREF}, \text{Out2}, M, \beta, \mu\text{GAL}, \mu\text{NLMS}, \delta, \alpha) \quad \text{SqErr2} := \text{MovAv}(\text{SqErr2}, M) \quad i := 0 .. \text{length}(\text{SqErr2}) - 1$



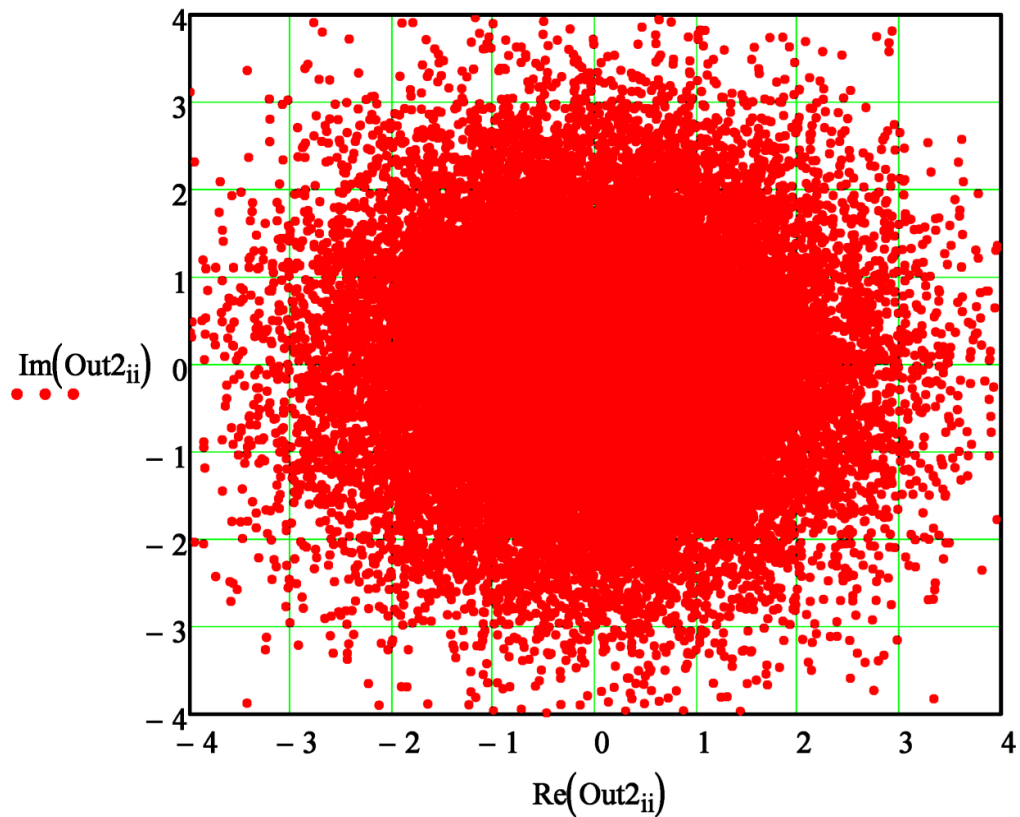
$\text{Out2} := \text{if}(\text{GAL_BYPASS} = 1, \text{IQch2}, \text{Out2})$

Simulação da operação do radar passivo

Mapa IQ do *stream* de símbolos IQ em bandabase na saída do 2º GAL do RX2:

$ii := \text{StartIndex} .. \text{length}(\text{Out2}) - 1$ $_Out_{ii-\text{StartIndex}} := \text{Out2}_{ii}$

$$\text{CAG2} := \frac{\overrightarrow{\gamma 1 \cdot \max(|\text{QAM16}|)}}{\overrightarrow{\max(|_Out|)}} = 30.34 \quad \text{Out2} := \text{CAG2} \cdot \text{Out2}$$



Simulação da operação do radar passivo

Amplitude–Range–Doppler (ARD) surface (= ambiguity function $\Psi(\text{range}, u)$) - ver https://en.wikipedia.org/wiki/Ambiguity_function:

ARD(SurvCh, RefCh, MinDopplerF, MaxDopplerF, NumDopplerF, NumRangePoints) :=

```
ΔF ←  $\frac{\text{MaxDopplerF} - \text{MinDopplerF}}{\text{NumDopplerF} - 1}$ 
NRef ← length(RefCh)
for m ∈ 0 .. NumDopplerF - 1
  ν ← MinDopplerF + m·ΔF
  for n ∈ 0 .. NRef - 1
     $\_RefCh_n \leftarrow RefCh_n \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \frac{\nu}{\text{SymbolRate}}}$ 
    corr ← correl(SurvCh,  $\_RefCh$ )
    for δ ∈ 0 .. NumRangePoints - 1
      Corrm, δ ← corrδ
return Corr
```

Simulação da operação do radar passivo

Especificação dos domínios Doppler e Range do gráfico de ARD e do domínio Range do CFAR:

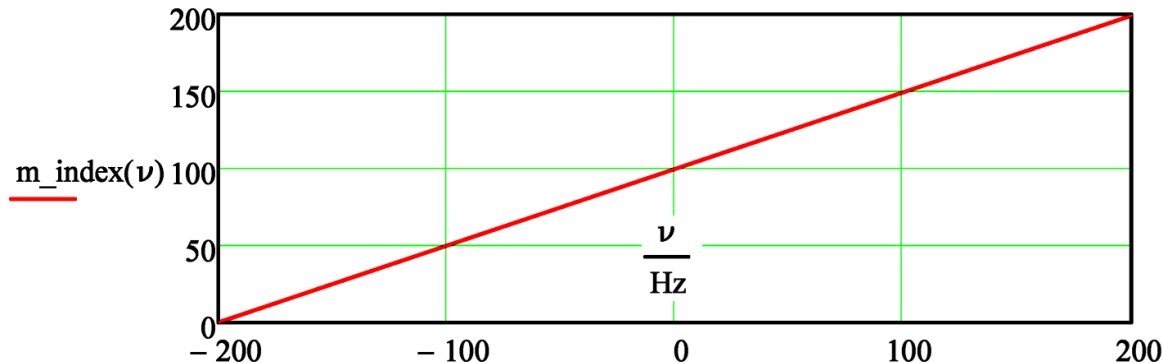
MinDopplerF := -200Hz MaxDopplerF := 200Hz NumDopplerF := 200 NumRangePoints := 200

MinRange := 0·km MaxRange := 100km → MaxRange deve ser limitado a $T \cdot (\text{NumRangePoints} - 1) \cdot c = 238.635 \cdot \text{km}$.

Função $m_index(\nu)$ que retorna o índice m em função da frequência Doppler ν , sendo m o índice referente à discretização do domínio Doppler da superfície ARD:

$$m_index(\nu) := \text{round} \left[\frac{(\text{MinDopplerF} - \nu) \cdot (\text{NumDopplerF} - 1)}{\text{MinDopplerF} - \text{MaxDopplerF}} \right] \quad \Delta F := \frac{\text{MaxDopplerF} - \text{MinDopplerF}}{\text{NumDopplerF} - 1}$$

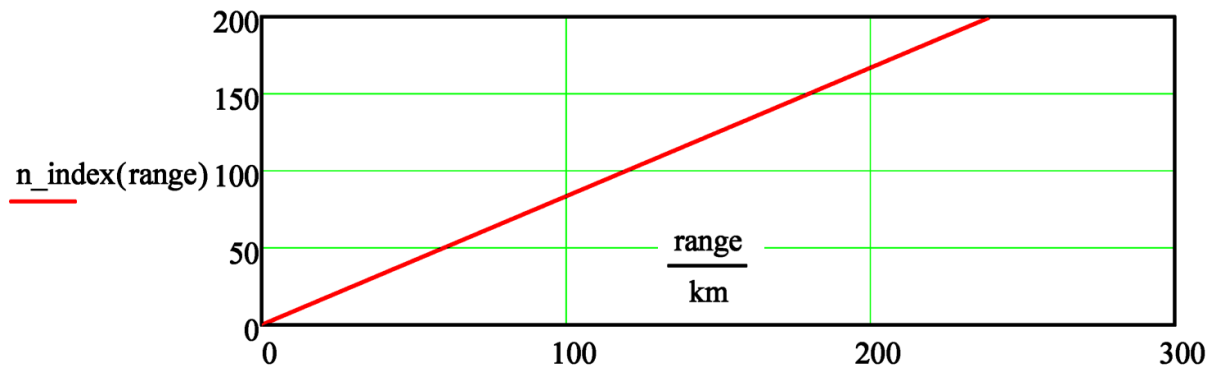
$\nu := \text{MinDopplerF}, \text{MinDopplerF} + \Delta F .. \text{MaxDopplerF}$



Simulação da operação do radar passivo

Função $n_index(range)$ que retorna o índice n em função da distância (bistática) $range$, sendo n o índice referente à discretização do domínio $Range$ da superfície ARD:

$$n_index(range) := \text{round}\left(\frac{range}{T \cdot c}\right) \quad range := 0, T \cdot c .. T \cdot (\text{NumRangePoints} - 1) \cdot c$$



Simulação da operação do radar passivo

Determinando o ARD do *surveillance channel* 1:

Corr1 := ARD(Out1, IQStreamREF, MinDopplerF, MaxDopplerF, NumDopplerF, NumRangePoints)

Determinando o ARD do *surveillance channel* 2:

Corr2 := ARD(Out2, IQStreamREF, MinDopplerF, MaxDopplerF, NumDopplerF, NumRangePoints)

Determinando e plotando a média geométrica entre os ARDs dos *surveillance channels* 1 e 2:

Corr2 := $\overrightarrow{\text{Corr2} \cdot \text{Corr1}}$ $\text{Mag} := \sqrt{|\text{Corr2}|}$ rows(Corr2) = 200 cols(Corr2) = 200

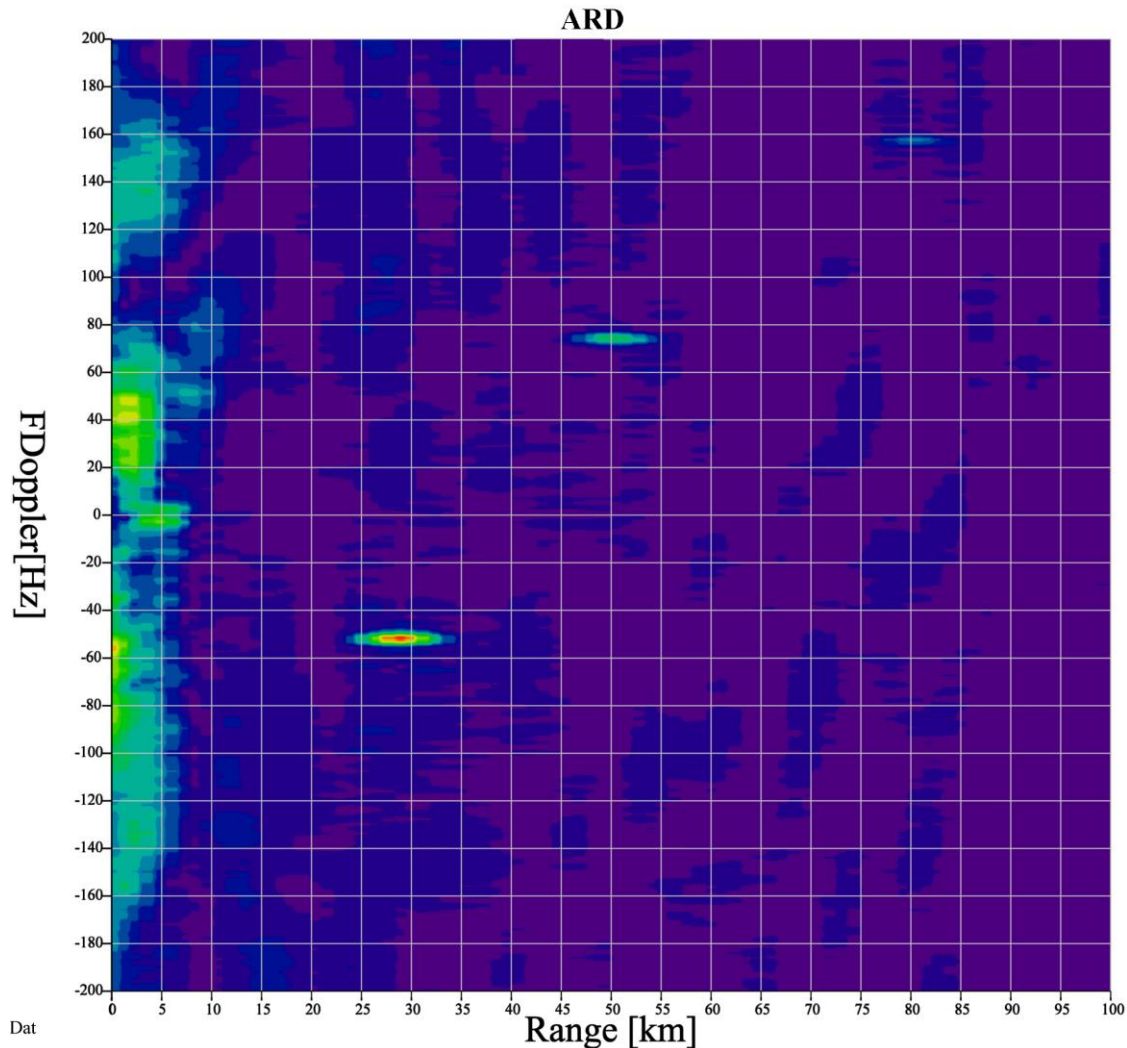
Observação 1: Para efeito de minimizar o uso de memória, a operação $\text{Corr2} = \overrightarrow{\text{Corr2} \cdot \text{Corr1}}$ multiplica cada elemento $\text{Corr2}_{\text{row}, \text{col}}$ da matriz original Corr2 pelo complexo conjugado do respectivo elemento $\text{Corr1}_{\text{row}, \text{col}}$ da matriz original Corr1 e atribui o resultado ao respectivo elemento $\text{Corr2}_{\text{row}, \text{col}}$ da nova matriz Corr2 , sobrescrevendo os elementos originais. Portanto, cada novo elemento $\text{Corr2}_{\text{row}, \text{col}}$ resultante desta operação é um número complexo Z com as seguintes propriedades: O ângulo de Z é a diferença entre o ângulo do elemento $\text{Corr2}_{\text{row}, \text{col}}$ e o ângulo do elemento $\text{Corr1}_{\text{row}, \text{col}}$ das respectivas matrizes originais. Note que o ângulo de Z expressa a diferença de fase Δphase entre a onda EM recebida pela antena do *SurvChannel2* e a onda EM recebida pela antena do *SurvChannel1*. A raiz do módulo de Z dada por $\text{Mag}_{\text{row}, \text{col}} = \sqrt{|Z|}$ expressa a média geométrica entre $|\text{Corr2}_{\text{row}, \text{col}}|$ e $|\text{Corr1}_{\text{row}, \text{col}}|$, sendo os referidos módulos relativos aos elementos $\text{Corr2}_{\text{row}, \text{col}}$ e $\text{Corr1}_{\text{row}, \text{col}}$ das matrizes originais Corr2 e Corr1 .

dBScale := 0 → Escala em dB (1) ou escala linear (0) no plot do ARD

Simulação da operação do radar passivo

$$\text{Amp}(\text{range}, \nu) := \text{if}(\text{dBScale} = 1, 10 \cdot \log(\text{Mag}_{\text{m_index}(\nu \cdot \text{Hz}), \text{n_index}(\text{range} \cdot \text{km})}), \text{Mag}_{\text{m_index}(\nu \cdot \text{Hz}), \text{n_index}(\text{range} \cdot \text{km})})$$

$$\text{Dat} := \text{CreateMesh}\left(\text{Amp}, \frac{\text{MinRange}}{\text{km}}, \frac{\text{MaxRange}}{\text{km}}, \frac{\text{MinDopplerF}}{\text{Hz}}, \frac{\text{MaxDopplerF}}{\text{Hz}}, \text{NumRangePoints}, \text{NumDopplerF}\right)$$



Simulação da operação do radar passivo

Detectando os *targets* através da identificação dos máximos na superfície *Mag* (média geométrica entre os ARDs dos *surveillance channels* 1 e 2) através do algoritmo *Constant False Alarm Rate* (CFAR). A variante adotada é o CFAR-CA-2D (CFAR *Cell Averaging* em duas dimensões) - ver "CFAR Detection Using Custom Threshold Factor" e "CFAR Detection For Range-Doppler Images" em <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/constant-false-alarm-rate-cfar-detection.html>.

WindowSize := 23 → Ajustar **WindowSize** experimentalmente. Em geral **WindowSize** deve ser aproximadamente 40% maior do que o tamanho da região que identifica os *targets* no plot do ARD.

Threshold := 3.6 → Ajustar **Threshold** experimentalmente. Em geral deve-se ir aumentando **Threshold** a partir de 2.0 com incrementos de 0.5 até que seja estabilizado o número de *hits* após os *HitFilters*. Evitar aumentar o **Threshold** para muito além desta faixa de valores de **Threshold** em que ocorre a estabilização do número de *hits* porque a partir de um valor de **Threshold** ocorrerá a redução rápida do número de *hits* até inviabilizar a detecção de qualquer *target* (= zero *hits*).

$\left(\begin{array}{c} \text{Doppler} \\ \text{Range} \end{array} \right) := \text{CFAR_CA_2D}(\text{Mag}, \text{Threshold}, \text{WindowSize}, \text{MinRange}, \text{MaxRange}) \rightarrow$

Doppler =

	0
0	73
1	73
2	73
3	73
4	73
5	73
6	...

Range =

	0
0	21
1	22
2	23
3	24
4	25
5	26
6	...

Simulação da operação do radar passivo

Eliminando a multiplicidade de *hits* iguais no domínio Doppler para um mesmo *target* (ao comparar dois hits, é mantido aquele que aponta para o maior valor de *Mag*):

$$\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix} := \text{MultipleDopplerHitFilter}(\text{Mag}, \text{Doppler}, \text{Range})$$

Eliminando a multiplicidade de *hits* iguais no domínio Range para um mesmo *target*:

$$\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix} := \text{MultipleRangeHitFilter}(\text{Mag}, \text{Doppler}, \text{Range})$$

Eliminando *hits* adjacentes no domínio Doppler para um mesmo *target*:

$$\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix} := \text{AdjacentDopplerHitFilter}(\text{Mag}, \text{Doppler}, \text{Range}, -1) \quad \rightarrow \text{eliminando } \textit{hits} \text{ adjacentes em ordem crescente com o índice}$$

$$\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix} := \text{AdjacentDopplerHitFilter}(\text{Mag}, \text{Doppler}, \text{Range}, 1) \quad \rightarrow \text{eliminando } \textit{hits} \text{ adjacentes em ordem decrescente com o índice}$$

Eliminando *hits* adjacentes no domínio Range para um mesmo *target*:

$$\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix} := \text{AdjacentRangeHitFilter}(\text{Mag}, \text{Doppler}, \text{Range}, -1) \quad \rightarrow \text{eliminando } \textit{hits} \text{ adjacentes em ordem crescente com o índice}$$

$$\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix} := \text{AdjacentRangeHitFilter}(\text{Mag}, \text{Doppler}, \text{Range}, 1) \quad \rightarrow \text{eliminando } \textit{hits} \text{ adjacentes em ordem decrescente com o índice}$$

Resultado final do CFAR-CA-2D seguido dos HitFilters, identificando cada *target* através do respectivo par de coordenadas (Doppler, Range):

$$\text{Doppler} = \begin{pmatrix} 74 \\ 136 \\ 178 \end{pmatrix} \quad \text{Range} = \begin{pmatrix} 24 \\ 42 \\ 67 \end{pmatrix}$$

Simulação da operação do radar passivo

Verificando a precisão dos resultados do CFAR-CA-2D:

$$k := 0 \dots \text{length}(\text{Range}) - 1$$

$$\nu_{\text{doppler}}(m) := \frac{\text{MinDopplerF} - \text{MinDopplerF} \cdot \text{NumDopplerF} + \text{MinDopplerF} \cdot m - \text{MaxDopplerF} \cdot m}{\text{NumDopplerF} - 1}$$

Desvio Doppler medido p/ cada *target*:

$$\nu_{\text{doppler}}(\text{Doppler}) = \begin{pmatrix} -51.256 \\ 73.367 \\ 157.789 \end{pmatrix} \cdot \text{Hz} \quad \Leftrightarrow$$

Desvio Doppler original de cada *target*:

$$\text{DopplerVector}(\text{Range}_k) = \begin{array}{|c|} \hline -51.888 \\ \hline 74.125 \\ \hline 157.516 \\ \hline \end{array} \cdot \text{Hz}$$

Range bistático medido p/ cada *target*:

$$\text{Range} \cdot T \cdot c = \begin{pmatrix} 28.78 \\ 50.365 \\ 80.344 \end{pmatrix} \cdot \text{km} \quad \Leftrightarrow$$

Range bistático original de cada *target*:

$$\begin{aligned} 96.7 \mu\text{s} \cdot c &= 28.99 \cdot \text{km} \\ 166.8 \mu\text{s} \cdot c &= 50.005 \cdot \text{km} \\ 266.9 \mu\text{s} \cdot c &= 80.015 \cdot \text{km} \end{aligned}$$

Determinando a diferença de fase Δphase entre a onda EM refletida no k-ésimo *target* e recebida na antena do `SurvChannel2` e a onda EM refletida no k-ésimo *target* e recebida na antena do `SurvChannel1` (Vide Observação 1 acima): \rightarrow no slide 82

$$\Delta\text{phase}_k := \arg\left(\text{Corr2}_{\text{Doppler}_k, \text{Range}_k}\right) \rightarrow \Delta\text{phase}_k =$$

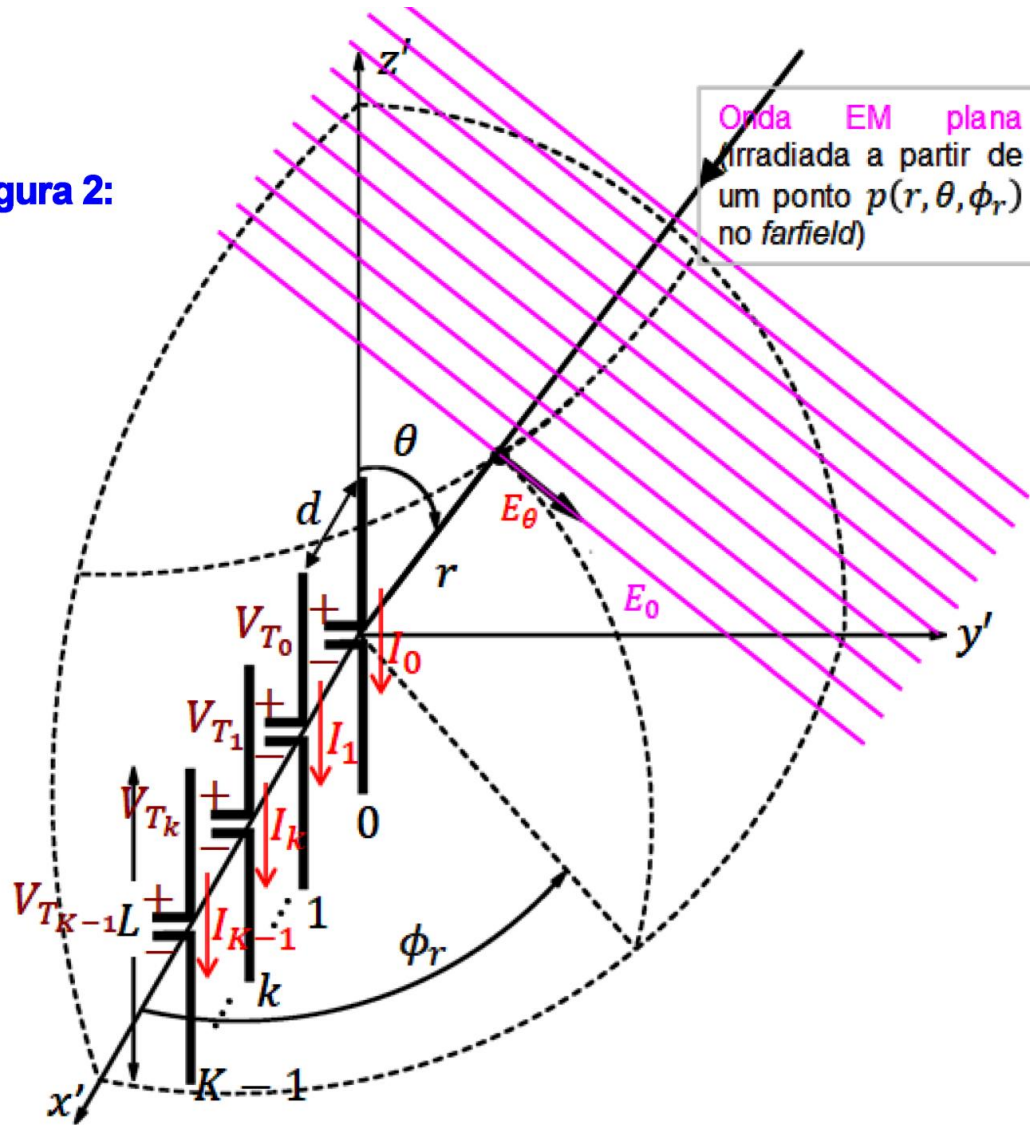
-91.476
95.205
8.662

.°

Simulação da operação do radar passivo

Com base na Figura 2 abaixo, consideremos que a antena do SurvChannel1 é o dipolo I0 na origem do sistema cartesiano e que a antena do SurvChannel2 é o dipolo I1 distante d do dipolo I0, conforme mostra a figura:

Figura 2:



Simulação da operação do radar passivo

Daí, do *steering vector* no DOA (θ, ϕ_r), a fase \angle da onda EM que incide no dipolo 0 é nula e a fase \angle da onda EM que incide no dipolo l1 é (ver slide 10 de http://www.fccdecastro.com.br/pdf/CE_Aula19e20_15122020.pdf) :

$$\angle E_1 = \frac{2\pi}{\lambda} (d \sin \theta \cos \phi_r)$$

Assumindo incidência sob ângulo raso raso ($\theta \approx 90^\circ$):

$$\angle E_1 = \frac{2\pi}{\lambda} (d \cos \phi_r)$$

E daí a diferença de fase entre a tensão nos terminais do dipolo l1 e a tensão nos terminais do dipolo l0 é:

$$\Delta \text{phase} = \angle E_1 - \angle E_0 \quad \text{ou} \quad \Delta \text{phase} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \cos(\phi_r)$$

Resolvendo para ϕ_r obtemos o DOA no plano do azimute para cada onda EM que incide no *array* formado pelas antenas *corner reflectors* 1 e 2 (ver Figura 1 acima), sendo cada onda EM originada pela reflexão em cada *target* da onda EM irradiada pela antena do TX da estação de FM:

$$\lambda := \frac{c}{f_0} = 2.998 \text{ m} \quad d := 0.5 \cdot \lambda \quad (\text{usar } d=0.5\lambda \text{ p/ ambiguidade de } 180^\circ \text{ no DOA } \phi_r)$$

$$\phi_{r_k} := \text{acos} \left(\frac{\lambda \cdot \Delta \text{phase}_k}{2 \cdot \pi \cdot d} \right) \rightarrow \phi_{r_k} = \begin{array}{|c|} \hline 120.544 \\ \hline 58.068 \\ \hline 87.242 \\ \hline \end{array} .^\circ$$

Δphase	φ _r
180°	0°
90°	60°
0°	90°
-90°	120°
-180°	180°

Simulação da operação do radar passivo

Localização dos targets (ver Cap 3 Fig 3.1 pag [75], seção "5.1 TARGET LOCATION" pag [101] e seção "E.2 TARGET LOCATION" pag [308] de "Bistatic Radar, Second Edition by Nicholas J. Willis - 2005"):

$L := 20 \cdot \text{km}$ → *Baseline* TX-RX: Distância do *direct path*, isto é, a distância entre a antena do TX da estação de *broadcast* de FM e a antena do *SurvChannel1*.- ver Figura 1 acima. L é um parâmetro que deve ser determinado a partir das coordenadas geográficas do TX e do RX.

$\theta_0 := 30^\circ$

→ O ângulo θ_0 é o ângulo de rotação no plano xy entre os sistema cartesianos xyz e x'y'z' (ver Figura 1 acima). O ângulo θ_0 , na prática, controla o azimute da *baseline* de tamanho d do *array* formado pelas antenas *corner reflectors* 1 e 2. Note que, no mundo real, há múltiplos cenários com múltiplas possíveis localizações geográficas do TX, RX e *targets*. Para cada cenário, para efeito de minimizar o DPI, deve-se adotar um valor para θ_0 de modo que, idealmente, os *targets* estejam angularmente posicionados o mais próximo do *boresight* (azimute $\phi_r = 90^\circ$) dos *corner reflectors* 1 e 2 respectivos aos *surveillance channels* 1 e 2, enquanto que o TX de FM deve estar angularmente posicionado o mais próximo do azimute antipodal ao *boresight* dos *corner reflectors* 1 e 2 (azimute $\phi_r = -90^\circ$ - ver Figura 1 acima).

Dependendo do cenário operacional pode acontecer que a posição angular do TX de FM localize-se próxima à região angular do ângulo meia potência dos *corner reflectors* 1 e 2, situação que inviabiliza a operação do radar devido ao alto DPI resultante. Notar ainda que um valor muito grande para θ_0 pode resultar $\phi_r = \phi + \theta_0 \geq 180^\circ$ para um determinado *target*, situação que coloca este *target* atrás dos *corner reflectors* 1 e

2 (ver Figura 1 acima), não só inviabilizando sua detecção como também gerando ambiguidade em $\phi_{r_k} = \text{acos}\left(\frac{\lambda \cdot \Delta \text{phase}_k}{2 \cdot \pi \cdot d}\right), e,$

consequentemente, resultando valores angulares errôneos.

$$\phi_k := \phi_{r_k} - \theta_0 \rightarrow \phi_k = \begin{array}{|c|} \hline 90.544 \\ \hline 28.068 \\ \hline 57.242 \\ \hline \end{array} \cdot ^\circ \rightarrow \text{Ver Figura 1 acima.}$$

Simulação da operação do radar passivo

Os *ranges* bistáticos detectados pelo CFAR na superfície ARD são valores diferenciais, isto é, resultam da diferença entre o tamanho do caminho TX→*target*→RX e o tamanho do *direct path* TX→RX, cujo tamanho é L. Portanto é necessário somar L aos *ranges* detectados pelo CFAR para se obter o *range* bistático absoluto:

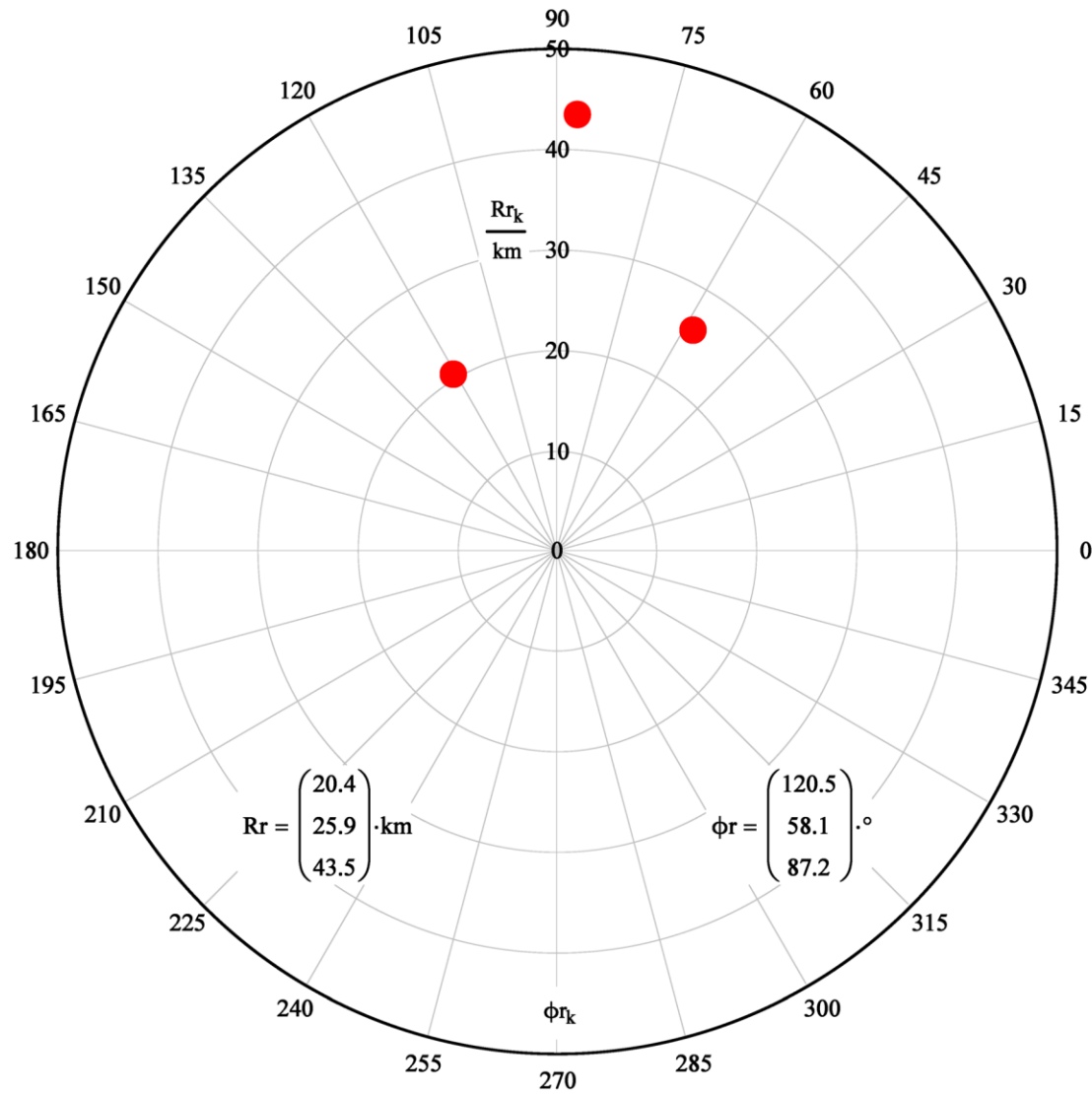
$$\text{Range} := \text{Range} \cdot c \cdot T + L = \begin{pmatrix} 48.78 \\ 70.365 \\ 100.344 \end{pmatrix} \cdot \text{km} \quad \rightarrow \text{Range bistático absoluto de cada target}$$

O *range* R_r de cada *target* é obtido da equação (5.1) na seção "5.1 TARGET LOCATION" pag 101 de "Bistatic Radar, Second Edition by Nicholas J. Willis - 2005":

$$R_r := \frac{(\text{Range}_k)^2 - L^2}{2 \cdot (\text{Range}_k + L \cdot \sin(90^\circ - \phi_k))} \quad \rightarrow \quad R_r = \begin{pmatrix} 20.369 \\ 25.856 \\ 43.489 \end{pmatrix} \cdot \text{km}$$

Simulação da operação do radar passivo

O *scope* do radar mostra então um ponto de alta intensidade luminosa "●" para cada *target* identificado, localizando cada *target* através de suas respectivas coordenadas polares $(r, \phi) = (\text{Range } R_r [\text{km}], \text{azimute } \phi_r [^\circ])$ conforme gráfico polar abaixo:



Simulação da operação do radar passivo

Note que o eco de amplitude -53.1 [dB] nos *delay profiles* 1 e 2 é o caso analisado no exemplo no slide 57 do Cap III.10. Os demais ecos de amplitude -40.6 [dB] e -46.5 [dB] também foram determinados com base no procedimento descrito no *script* MathCad em [http://www.fccdecastro.com.br/ZIP/Mag&Phase\(-53.1dB\).zip](http://www.fccdecastro.com.br/ZIP/Mag&Phase(-53.1dB).zip).

Note também que o Δ_{phase} físico de cada eco, especificado nos *delay profiles* 1 e 2, é

$$\Delta\text{phase}_0 := -90.0^\circ$$
$$\Delta\text{phase}_1 := 90.0^\circ$$
$$\Delta\text{phase}_2 := .0^\circ$$

e que o Δ_{phase} de cada eco determinado por interferometria resultou $\Delta\text{phase}_k =$

-91.476	°
95.205	
8.662	

Observou-se que este erro de alguns graus em Δ_{phase} resulta de:

- 1) Do ruído no canal, que para $SNR = 35$ [dB] introduz um erro de 0.5° aproximadamente em Δ_{phase} .
- 2) Da alta amplitude (0 [dB]) do sinal do TX de FM em relação a amplitude dos 3 ecos (-40.6 [dB], -46.5 [dB] e -53.1 dB). É portanto imperativo minimizar o DPI (*Direct Path Interference*).

Por exemplo, quando se faz $SNR = 90$ [dB] e se faz nos *delay profiles* 1 e 2 a amplitude do sinal TX ser -30 [dB] (ao invés de 0 [dB]), observa-se que o erro em Δ_{phase} é minimizado significativamente.

Observou-se também que o erro em Δ_{phase} é ligeiramente afetado pelo erro de aproximação da quantização finita nos domínios *range* e Doppler ν , mas não resulta diretamente deste erro.

Portanto, quanto maior for a relação frente-costa (*FB ratio*) das antenas dos *surveillance channels* 1 e 2, menor será o DPI e maior será a precisão da localização do alvo na coordenada polar (R_{RX}, ϕ_r).

Estes resultados demonstram a viabilidade de implementação de um radar passivo bistático, de razoável precisão e de baixo custo, com alvos iluminados pelo sinal de uma emissora de FM de potência ERP mediana.

Apêndice A – Pseudocódigo para o filtro *Gradient Adaptive Lattice (GAL)*

$\text{GALDPICanceller}(r, x, M, \beta, \mu_{\text{GAL}}, \mu_{\text{NLMS}}, \delta, \alpha) :=$

```

NSmp ← length(r)
for m ∈ 0..M
    f_m ← 0 + j·0
    b_m ← 0 + j·0
    h_m ← 0 + j·0
for m ∈ 0..M-1
    ξ_m ← α
    κ_m ← 0 + j·0
for n ∈ 0..NSmp-1
    for m ∈ 0..M
        b_prev_m ← b_m
    for m ∈ 0..M-1
        ξ_prev_m ← ξ_m
        κ_prev_m ← κ_m
    f_0 ← r_n
    b_0 ← r_n
    for m ∈ 0..M-1
        f_{m+1} ← f_m + κ_m · b_prev_m
        b_{m+1} ← b_prev_m + κ_m · f_m
        ξ_m ← β · ξ_prev_m + (1 - β) · [ (|f_m|)^2 + (|b_prev_m|)^2 ]
        κ_m ← κ_prev_m - (μ_GAL / ξ_m) · (f_m · b_{m+1} + b_prev_m · f_{m+1})

```

Argumentos de entrada da função $\text{GALDPICanceller}()$:

r : *stream* de símbolos IQ do *reference channel*.

x : *stream* de símbolos IQ do *surveillance channel* a ser filtrado.

M : ordem do filtro GAL.

β : Constante no intervalo [0.0, 1.0] que controla o *single pole averaging filter* que opera sobre os erros de predição quadráticos.

μ_{GAL} : Constante no intervalo [0.0, 0.1] que controla o passo do adaptação do ajuste aplicado aos coeficientes de reflexão do *lattice* a cada iteração.

μ_{NLMS} : Constante no intervalo [0.0, 0.1] que controla o passo do adaptação do algoritmo *Normalized Least Mean Squared* que segue o *lattice* do GAL.

δ : Constante positiva determinada experimentalmente.

α : Constante positiva determinada experimentalmente

Nota: \bar{z} representa o conjugado do número complexo z .

Apêndice A – Pseudocódigo para o filtro *Gradient Adaptive Lattice (GAL)*

Vetores de retorno da função GALDPICanceller():

Out: stream de símbolos IQ do *surveillance channel* filtrado pelo filtro GAL.

SqErr: Erro quadrático instantâneo do processo adaptativo, com intervalo de tempo entre amostras igual ao intervalo de tempo entre símbolos IQ.

```

y0 ←  $\overline{h_0} \cdot b_0$ 
e0 ← xn - y0
SqN0 ← δ + (|b0|)2
hnew0 ← h0 +  $\frac{\mu_{NLMS}}{SqN_0} \cdot \overline{b_0} \cdot e_0$ 
h0 ← hnew0
for m ∈ 1..M
    ym ← ym-1 +  $\overline{h_m} \cdot b_m$ 
    em ← xn - ym
    SqNm ← SqNm-1 + (|bm|)2
    hnewm ← hm +  $\frac{\mu_{NLMS}}{SqN_m} \cdot \overline{b_m} \cdot e_m$ 
    hm ← hnewm
Outn ← eM
SqErrn ← (|eM|)2
return ( Out
        SqErr )

```

Apêndice B – Pseudocódigo para o algoritmo CFAR – CA – 2D (Constant False Alarm Rate – Cell Averaging – 2 Dimension)

CFAR_CA_2D(Mag, Threshold, WindowSize, MinRange, MaxRange) :=

```

NRanges ← cols(Mag)
NFDoppl ← rows(Mag)
MinRange ← round( (MinRange) / (T·c) )
MaxRange ← round( (MaxRange) / (T·c) )
Δx ← CFARWindow(WindowSize, 1)
Δy ← CFARWindow(WindowSize, 0)
NΔ ← length(Δx)
HitIndex ← 0
LinHitHitIndex ← -1
ColHitHitIndex ← -1
MaxΔx ← max(Δx)
for row ∈ MaxΔx..NFDoppl - (MaxΔx + 1)
  for col ∈ MaxΔx..NRanges - (MaxΔx + 1)
    continue if col < MinRange
    continue if col > MaxRange
    μ ← 1 / NΔ · ∑n=0NΔ-1 (Magrow+Δyn, col+Δxn)
    if (Magrow, col) > μ · Threshold
      LinHitHitIndex ← row
      ColHitHitIndex ← col
      HitIndex ← HitIndex + 1
return ( LinHit
        ColHit )

```

Argumentos de entrada da função CFAR_CA_2D():

Mag: Matriz $|\Psi(range, v)|$ de dimensão $[NumDopplerF, NumRangePoints]$.

Threshold: Valor em ponto flutuante na faixa [2.0, 20.0] que define o limiar de decisão do CFAR. Ver slide 44.

WindowSize: Tamanho da janela $W(range, v)$ do CFAR. *WindowSize* deve ser um inteiro ímpar igual ou maior que 5. Ver slides 42 e 43.

MinRange e *MaxRange*: Delimitação do domínio *range* no movimento da janela $W(range, v)$ sobre o domínio $(range, v)$ de Ψ . Ver slide 42.

Nota: A função CFAR_CA_2D() chama a função CFARWindow(), cujo pseudocódigo é descrito no próximo slide.

Vetores de retorno da função CFAR_CA_2D():

LinHit: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio Doppler *v* de $\Psi(range, v)$.

ColHit: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$.

Nota: *LinHit* e *ColHit* são vetores com o mesmo número *NumHits* de elementos, número que indica o número total de *hits* resultantes do CFAR. O par $(ColHit_k, LinHit_k)$ representa a posição no domínio $(range, v)$ do *k*-ésimo *hit* do CFAR.

Apêndice B – Pseudocódigo para o algoritmo CFAR – CA –2D (*Constant False Alarm Rate – Cell Averaging – 2 Dimension*)

```
CFARWindow(WindowSize, xFlag) :=
    return -1 if mod(WindowSize, 2) = 0
    return -2 if WindowSize < 5
    return -3 if WindowSize ≥ 8192
    N ←  $\frac{\text{WindowSize} - 1}{2}$ 
    for col ∈ 0.. WindowSize - 1
         $v_{\text{col}} \leftarrow -N$ 
        N ← N - 1
    for row ∈ 0.. WindowSize - 1
        for col ∈ 0.. WindowSize - 1
             $\Delta_{\text{row}, \text{col}} \leftarrow v_{\text{col}}$ 
    N ←  $\frac{\text{WindowSize} - 1}{2}$ 
```

```

for row ∈ N - 1.. N + 1
    for col ∈ N - 1.. N + 1
         $\Delta_{\text{row}, \text{col}} \leftarrow 8192$ 
return  $\Delta$  if xFlag = -1
return  $\Delta^T$  if xFlag = -2
 $\Delta \leftarrow \Delta^T$  if xFlag = 0
index ← 0
for row ∈ 0.. WindowSize - 1
    for col ∈ 0.. WindowSize - 1
        if  $\Delta_{\text{row}, \text{col}} \neq 8192$ 
             $\Delta_{\text{vec}, \text{index}} \leftarrow \Delta_{\text{row}, \text{col}}$ 
            index ← index + 1
return  $\Delta_{\text{vec}}$ 
```

Argumentos de entrada e retorno da função CFARWindow():

WindowSize: Tamanho da janela $W(\text{range}, v)$ do CFAR, que deve ser um inteiro ímpar igual ou maior que 5. Ver slides 42 e 43.

xFlag: Flag de controle do tipo de retorno da função CFARWindow().

xFlag = -2: CFARWindow() retorna a matriz Δ cujas posições armazenam os valores de deslocamento δ do índice y respectivos às células de referência em $W(x, y + \delta)$. As posições na matriz Δ_{vec} correspondentes à CUT e às células do anel de guarda armazenam o valor inteiro 8192. Ver slide 43.

xFlag = -1: CFARWindow() retorna a matriz Δ cujas posições armazenam os valores de deslocamento δ do índice x respectivos às células de referência em $W(x + \delta, y)$. As posições na matriz Δ correspondentes à CUT e às células do anel de guarda armazenam o valor inteiro 8192. Ver slide 43.

xFlag = 0: CFARWindow() retorna o vetor Δ_{vec} cujas posições armazenam os valores de deslocamento δ do índice y respectivos às células de referência em $W(x, y + \delta)$. As posições no vetor Δ_{vec} são ordenadas de acordo com o movimento da janela $W(x, y)$ sobre o domínio (x, y) de Ψ no caminho indicado pela seta azul em (A) no slide 42.

xFlag = 1: CFARWindow() retorna o vetor Δ_{vec} cujas posições armazenam os valores de deslocamento δ do índice x respectivos às células de referência em $W(x + \delta, y)$. As posições no vetor Δ_{vec} são ordenadas de acordo com o movimento da janela $W(x, y)$ sobre o domínio (x, y) de Ψ no caminho indicado pela seta azul em (A) no slide 42.

Apêndice C – Pseudocódigo para os filtros de *hits* múltiplos resultantes do algoritmo CFAR

MultipleRangeHitFilter(Mag, DopplerHits, RangeHits) :=

Argumentos de entrada da função MultipleRangeHitFilter():

Mag: Matriz $|\Psi(range, v)|$ de dimensão $[NumDopplerF, NumRangePoints]$.

DopplerHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$.

RangeHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$.

Vetores de retorno da função MultipleRangeHitFilter():

_RangeHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$ com a multiplicidade de *hits* no domínio *range* eliminada.

_DopplerHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$. Os *hits* no domínio Doppler v correspondentes ao índice dos *hits* eliminados por multiplicidade em *RangeHits* são também eliminados.

```

NUnfilteredHits ← length(RangeHits)
EIdx ← 0
GrIdx ← 0
for n ∈ 0.. NUnfilteredHits - 2
    RangeGrIdx, EIdx ← RangeHitsn
    DopplerGrIdx, EIdx ← DopplerHitsn
    EIdx ← EIdx + 1 if RangeHitsn = RangeHitsn+1
    otherwise
        GrIdx ← GrIdx + 1
        EIdx ← 0
n ← n + 1
RangeGrIdx, EIdx ← RangeHitsn
DopplerGrIdx, EIdx ← DopplerHitsn
return ( Range
         Doppler ) if 0
for GrIdx ∈ 0.. rows(Range) - 1
    maxval ← 0
    for EIdx ∈ 0.. cols(Range) - 1
        if RangeGrIdx, EIdx ≠ 0 if MagDopplerGrIdx, EIdx, RangeGrIdx, EIdx > maxval
            maxval ← MagDopplerGrIdx, EIdx, RangeGrIdx, EIdx
            IdxMax ← EIdx
        _RangeHitsGrIdx ← RangeGrIdx, IdxMax
        _DopplerHitsGrIdx ← DopplerGrIdx, IdxMax
return ( _RangeHits
         _DopplerHits )

```

Apêndice C – Pseudocódigo para os filtros de *hits* múltiplos resultantes do algoritmo CFAR

MultipleDopplerHitFilter(Mag, DopplerHits, RangeHits) :=

Argumentos de entrada da função MultipleDopplerHitFilter():

Mag: Matriz $|\Psi(range, v)|$ de dimensão $[NumDopplerF, NumRangePoints]$.

DopplerHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$.

RangeHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$.

Vetores de retorno da função MultipleDopplerHitFilter():

_DopplerHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$ com a multiplicidade de *hits* no domínio Doppler v eliminada.

_RangeHits: Vetor contendo os índices dos *hits* do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$. Os *hits* no domínio *range* correspondentes ao índice dos *hits* eliminados por multiplicidade em *DopplerHits* são também eliminados.

```

NUnfilteredHits ← length(DopplerHits)
EIdx ← 0
GrIdx ← 0
for n ∈ 0..NUnfilteredHits - 2
    RangeGrIdx, EIdx ← RangeHitsn
    DopplerGrIdx, EIdx ← DopplerHitsn
    EIdx ← EIdx + 1 if DopplerHitsn = DopplerHitsn+1
    otherwise
        GrIdx ← GrIdx + 1
        EIdx ← 0
n ← n + 1
RangeGrIdx, EIdx ← RangeHitsn
DopplerGrIdx, EIdx ← DopplerHitsn
return ( Range
         Doppler ) if 0
for GrIdx ∈ 0..rows(Doppler) - 1
    maxval ← 0
    for EIdx ∈ 0..cols(Doppler) - 1
        if DopplerGrIdx, EIdx ≠ 0 if MagDopplerGrIdx, EIdx, RangeGrIdx, EIdx > maxval
            maxval ← MagDopplerGrIdx, EIdx, RangeGrIdx, EIdx
            IdxMax ← EIdx
        _RangeHitsGrIdx ← RangeGrIdx, IdxMax
        _DopplerHitsGrIdx ← DopplerGrIdx, IdxMax
return ( _RangeHits
         _DopplerHits )
    
```

Apêndice D – Pseudocódigo para os filtros de hits adjacentes resultantes do algoritmo CFAR

Argumentos de entrada da função AdjacentRangeHitFilter():

Mag: Matriz $|\Psi(range, v)|$ de dimensão $[NumDopplerF, NumRangePoints]$.

DopplerHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$.

RangeHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$.

$\Delta = -1$: Elimina hits adjacentes de índices consecutivos em ordem de índice crescente.

$\Delta = 1$: Elimina hits adjacentes de índices consecutivos em ordem de índice decrescente.

Vetores de retorno da função AdjacentRangeHitFilter():

_RangeHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$ com hits de índice consecutivos no domínio *range* eliminados.

_DopplerHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$. Os hits no domínio Doppler v correspondentes à posição dos hits de índice consecutivos eliminados em *RangeHits* são também eliminados.

$NUnterfilteredHits \leftarrow \text{length}(\text{RangeHits})$

return $\begin{pmatrix} \text{RangeHits} \\ \text{DopplerHits} \end{pmatrix}$ if $NUnterfilteredHits = 1$

$EIdx \leftarrow 0$

$GrIdx \leftarrow 0$

for $n \in 0..NUnterfilteredHits - 2$

$\text{Range}_{GrIdx, EIdx} \leftarrow \text{RangeHits}_n$

$\text{Doppler}_{GrIdx, EIdx} \leftarrow \text{DopplerHits}_n$

$EIdx \leftarrow EIdx + 1$ if $\text{RangeHits}_n = \text{RangeHits}_{n+1} + \Delta$

 otherwise

$GrIdx \leftarrow GrIdx + 1$

$EIdx \leftarrow 0$

$n \leftarrow n + 1$

$\text{Range}_{GrIdx, EIdx} \leftarrow \text{RangeHits}_n$

$\text{Doppler}_{GrIdx, EIdx} \leftarrow \text{DopplerHits}_n$

return $\begin{pmatrix} \text{Range} \\ \text{Doppler} \end{pmatrix}$ if 0

for $GrIdx \in 0..rows(\text{Range}) - 1$

$maxval \leftarrow 0$

 for $EIdx \in 0..cols(\text{Range}) - 1$

 if $\text{Range}_{GrIdx, EIdx} \neq 0$ if $\text{Mag}_{\text{Doppler}_{GrIdx, EIdx}, \text{Range}_{GrIdx, EIdx}} > maxval$

$maxval \leftarrow \text{Mag}_{\text{Doppler}_{GrIdx, EIdx}, \text{Range}_{GrIdx, EIdx}}$

$IdxMax \leftarrow EIdx$

$_RangeHits_{GrIdx} \leftarrow \text{Range}_{GrIdx, IdxMax}$

$_DopplerHits_{GrIdx} \leftarrow \text{Doppler}_{GrIdx, IdxMax}$

return $\begin{pmatrix} _RangeHits \\ _DopplerHits \end{pmatrix}$

Apêndice D – Pseudocódigo para os filtros de hits adjacentes resultantes do algoritmo CFAR

Argumentos de entrada da função AdjacentDopplerHitFilter():

Mag: Matriz $|\Psi(range, v)|$ de dimensão $[NumDopplerF, NumRangePoints]$.

DopplerHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$.

RangeHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$.

$\Delta = -1$: Elimina hits adjacentes de índices consecutivos em ordem de índice crescente.

$\Delta = 1$: Elimina hits adjacentes de índices consecutivos em ordem de índice decrescente.

Vetores de retorno da função AdjacentDopplerHitFilter():

_DopplerHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio Doppler v de $\Psi(range, v)$ com hits de índice consecutivos no domínio Doppler v eliminados.

_RangeHits: Vetor contendo os índices dos hits do CFAR no domínio *range* de $\Psi(range, v)$. Os hits no domínio *range* correspondentes à posição dos hits de índice consecutivos eliminados em *DopplerHits* são também eliminados.

```

NUnfilteredHits ← length(DopplerHits)
return ( RangeHits
         DopplerHits ) if NUnfilteredHits = 1
EIdx ← 0
GrIdx ← 0
for n ∈ 0..NUnfilteredHits - 2
    RangeGrIdx, EIdx ← RangeHitsn
    DopplerGrIdx, EIdx ← DopplerHitsn
    EIdx ← EIdx + 1 if DopplerHitsn = DopplerHitsn+1 + Δ
    otherwise
        GrIdx ← GrIdx + 1
        EIdx ← 0
n ← n + 1
RangeGrIdx, EIdx ← RangeHitsn
DopplerGrIdx, EIdx ← DopplerHitsn
return ( Range
         Doppler ) if 0
for GrIdx ∈ 0..rows(Doppler) - 1
    maxval ← 0
    for EIdx ∈ 0..cols(Doppler) - 1
        if DopplerGrIdx, EIdx ≠ 0 if MagDopplerGrIdx, EIdx, RangeGrIdx, EIdx > maxval
            maxval ← MagDopplerGrIdx, EIdx, RangeGrIdx, EIdx
            IdxMax ← EIdx
        _RangeHitsGrIdx ← RangeGrIdx, IdxMax
        _DopplerHitsGrIdx ← DopplerGrIdx, IdxMax
return ( _RangeHits
         _DopplerHits )

```

Apêndice E – Pseudocódigo para a função que implementa Convolução com Doppler

ConvolveDoppler(X1, ImpResp, DopplerVector, SR) :=

Argumentos de entrada da função ConvolveDoppler():

X1: stream de símbolos IQ do *reference channel*.

ImpResp : Vetor representativo da resposta ao impulso obtida do *delay profile* referente ao cenário de operação do *k*-ésimo *surveillance channel*.

DopplerVector : Vetor cujo *m*-ésimo elemento define o desvio Doppler do *m*-ésimo eco do *delay profile* do cenário de operação.

SR: Symbol rate

Vetor de retorno da função ConvolveDoppler():

Y : stream de símbolos IQ na saída do *k*-ésimo *surveillance channel* (sem adição de ruído AWGN).

```

N1 ← length(X1) - 1
N2 ← length(ImpResp) - 1
for n ∈ 0..(N1 + N2)
    Yn ← 0.0
    for m ∈ 0..N2
        X2m ← ImpRespm · e1j·2·π·n· $\frac{\text{DopplerVector}_m}{\text{SR}}$  if ImpRespm ≠ 0
    if N1 ≥ N2
        for m ∈ 0..n if n ≤ N2
            Yn ← Yn + X1m · X2n-m
        for m ∈ (n - N2)..n if (n > N2) · (n ≤ N1)
            Yn ← Yn + X1m · X2n-m
        for m ∈ (n - N2)..N1 if (n > N1) · [n ≤ (N1 + N2)]
            Yn ← Yn + X1m · X2n-m
    otherwise
        for m ∈ 0..n if n ≤ N1
            Yn ← Yn + X1m · X2n-m
        for m ∈ 0..N1 if (n > N1) · (n ≤ N2)
            Yn ← Yn + X1m · X2n-m
        for m ∈ (n - N2)..N1 if (n > N2) · [n ≤ (N1 + N2)]
            Yn ← Yn + X1m · X2n-m

```

Apêndice F – Referências Bibliográficas

- [1] FM Demodulation Using a Digital Radio And Digital Signal Processing – James M . Shima – University of Florida – 1995
- [2] Digital and Analog Communication Systems 8th – Leon W. Couch II – Pearson - 2013
- [3] Bistatic Radar: Emerging Technology – Mikhail Cherniakov – John Wiley & Sons – 2008
- [4] Signal Processing for Passive Bistatic Radar – Mateusz Malanowski – Artech House – 2019
- [5] An Introduction to Passive Radar – Hugh D. Griffiths & Christopher J. Baker – Artech House – 2017
- [6] Adaptive Filter Theory 5th – Simon Haykin – Pearson – 2014
- [7] Bistatic Radar 2nd – Nicholas J. Willis – SciTech – 2005
- [8] Radar Techniques Using Array Antennas 2nd – Wulf-Dieter Wirth – IET – 2013
- [9] Advances in Bistatic Radar – Nicholas J. Willis & Hugh D. Griffiths – SciTech – 2007
- [10] Bistatic Radar: Principles and Practice – Mikhail Cherniakov – John Wiley & Sons – 2007