

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE MICROONDAS E ÓPTICA

PROCESSADOR SAR EM TEMPO REAL PARA GERAÇÃO DE
IMAGENS DIGITAIS

POR
ALEXANDRE DE SOUZA GÓIS
ORIENTADA POR
HUGO E. H. FIGUEROA

BANCA EXAMINADORA
PROF. DR. JOSÉ RICARDO DESCARDECI
PROF. DR. EVANDRO CONFORTI
PROF. DR. RUI FRAGASSI SOUZA

CAMPINAS, SÃO PAULO
5 DE ABRIL DE 2004

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Microondas e Óptica

**Processador SAR em tempo real para geração de imagens
digitais**

Alexandre de Souza Góis

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

- Dissertação de Mestrado elaborada junto
ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica,
para a obtenção do título de Mestre em
Telecomunicações e Telemática.

Campinas (SP)
2004

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

G561p	<p>Góis, Alexandre de Souza Processador SAR em tempo real para geração de imagens digitais / Alexandre de Souza Góis. -- Campinas, SP: [s.n.], 2004.</p> <p>Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Radar de abertura sintética. 2. Sistemas imageadores. 3. Processamento eletrônico de dados em tempo real. I. Hernández Figueroa, Hugo Enrique. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	---

Resumo

O objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de um processador de sinais para radares de abertura sintética (SAR), operando em tempo real, para produção de imagens digitais do terreno. Nesse sentido, foi implementado um processador SAR em tempo real, baseado em um algoritmo de processamento bastante rápido, para ser utilizado em um sistema SAR aerotransportado operando na banda X. Para os fins de monitoramento, o processador apresenta imagens SAR de uma área bastante extensa, em tempo real, para um operador situado na plataforma aérea. O algoritmo implementado trabalha no domínio do tempo e utiliza um método de sub-aberturas para produzir imagens de alta qualidade e boa resolução. O princípio de processamento por sub-aberturas consiste em dividir o sinal SAR recebido em partes, chamadas sub-aberturas, cada uma delas correspondendo a uma pequena parte da largura de faixa total do sinal. Em cada sub-abertura, é efetuada uma correção aproximada da história de fase do sinal SAR, essa correção é executada fazendo um deslocamento em frequência do sinal recebido e, a seguir, uma filtragem no sinal resultante. Adicionando todas as sub-aberturas coerentemente, uma imagem de boa resolução é obtida.

Abstract

The aim of this work was to develop a signal processor for synthetic aperture radars (SAR), operating in real-time, for applications that require imaging in a short period of time and independently of the atmospheric conditions. In that sense, a real-time SAR processor was implemented, which is based in a processing algorithm quite fast, to be used in airborne SAR system operating in X band. To the end of surveillance, the processor presents SAR images of a big area in real-time to an operator located in the aerial platform. The implemented algorithm works in the time domain and it uses the subaperture method to produce high quality, full resolution images. The subaperture processing principle consists of dividing the received SAR signal into subapertures, each corresponding to a small part of the total signal bandwidth. An approximation of the phase history correction is carried out in each subaperture, this approximated correction is done through an up/down-conversion of the signal, followed by a moving average operation. By adding all the subapertures coherently, a high resolution image is obtained.

Dedico mais este trabalho aos meus pais, porque me ofereceram o dom da vida e me ensinaram a perseguir os meus sonhos com obstinação e dignidade.

RECONHECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus sem o qual nada pode ser realizado e espero que Ele continue me guiando em busca da sabedoria. Agradeço também ao Prof. Dr. Hugo E. H. Figueroa por sua orientação sempre clara e sensata.

Também não posso deixar de lembrar do Dr. João Moreira, da Orbisat Remote Sensing, que muito me ajudou com o seu vasto conhecimento na área de sensoria-mento remoto e oferecendo os recursos necessários para que esse trabalho pudesse ser realizado.

Aos meus pais e à minha namorada Roberta, agradeço pelo grande incentivo e apoio que sempre me deram. Eles nunca deixaram de acreditar em mim e, certamente, sem eles não teria sido possível esse trabalho.

Finalmente, agradeço à Fapesp pelo apoio financeiro concedido para a realização desse trabalho e à FEEC por permitir a utilização de seus laboratórios e recursos computacionais durante meus estudos.

SUMÁRIO

RESUMO	iv
RECONHECIMENTOS	vi
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 O uso de Radar para Sensoriamento Remoto	2
1.2 Escopo da Tese	4
2 INTRODUÇÃO AO SISTEMA SAR	7
2.1 Resolução em Azimute	10
2.2 Filtragem Doppler	15
2.3 Equação do Radar	26
3 O PROCESSADOR SAR	33
3.1 Derivação do Filtro Casado	33
3.2 Resolução com o Filtro Casado	39
3.3 Compressão de Pulso	43
3.4 SAR como um Correlacionador	44
4 PROCESSO DE FORMAÇÃO DA IMAGEM SAR	49
4.1 A Seção Transversal do Alvo	49
4.2 O Radar como um Sistema Linear	52
4.3 Compressão de Pulso e a Função de Green Inversa	58
4.4 Algoritmo para Produzir Imagens SAR	61
5 O ALGORITMO DE PROCESSAMENTO SAR EM TEMPO REAL	63
5.1 Algoritmo de processamento SAR não-focado	63
5.2 Algoritmo de Processamento SAR em Tempo Real Utilizando Sub- aberturas	66
5.2.1 O Princípio das Sub-aberturas	68
5.2.2 Compressão em Azimute através de Média Móvel	75
5.2.3 Correção do Ângulo de <i>Squint</i>	76
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
7 CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	97
A A MÉDIA MÓVEL - MA	101

B	ALGORITMO RÁPIDO DE CONVERSÃO DOS DADOS BRUTOS SAR, DA FORMA REAL PARA A FORMA COMPLEXA	103
C	ALGORITMO DE PROCESSAMENTO SAR EM TEMPO REAL CODIFI- CADO NA LINGUAGEM IDL	107
D	A ANTENA DE CORNETA DO RADAR DE ABERTURA SINTÉTICA ORBISAR-1	111
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	117

LISTA DE FIGURAS

2.1	Geometria simplificada de um radar de visada lateral com abertura real	8
2.2	Geometria do radar ilustrando a resolução em alcance inclinado.	8
2.3	Geometria do radar ilustrando a resolução em alcance	9
2.4	Ilustração da capacidade de um radar de abertura real de resolver dois alvos separados em azimute	12
2.5	Movimento relativo entre plataforma e alvo	13
2.6	Ilustração das coordenadas de alcance no solo e azimute	14
2.7	Geometria ilustrando o alvo do radar e a relação quadrática entre alcance e tempo	17
2.8	Geometria de alcance inclinado ilustrando a técnica de focagem SAR	21
2.9	Ilustração do feixe do radar passando por um alvo pontual	22
2.10	Ilustração do espalhamento do sinal do radar por um alvo	27
3.1	Forma de onda transmitida, o pulso com gorjeio FM	34
3.2	Diagrama de blocos para o correlacionador	45
4.1	Ilustração de um elemento de terreno de área A iluminado por um campo elétrico incidente E_{in}	52
4.2	Geometria para o cálculo do campo elétrico devido ao espalhamento num alvo estendido, com uma superfície planar A	54
5.1	Geometria SAR mostrando o radar, o alvo e a abertura sintética não focada	64
5.2	Geometria SAR, mostrando a plataforma que carrega o radar e o ângulo de <i>squint</i> formado, devido a ventos laterais	65
5.3	Diagrama de Blocos do Algoritmo de Processamento Sar em tempo real	66
5.4	Gráfico mostrando a variação da frequência do sinal de retorno do radar com o tempo	68
5.5	História de Fase do Sinal de Retorno do Radar	69
5.6	Aproximação Linear da História de Fase do Sinal de Retorno do Radar utilizando três Sub-aberturas	70
5.7	Aproximação Linear da Frequência de Função de Referência utilizando três Sub-aberturas	71
5.8	Diagrama em Blocos do Algoritmo de Processamento em Tempo Real	72
5.9	Variação da Frequência, da Função de Referência, com o Tempo	73
5.10	Abertura Não-Focada para Compressão em Azimute	75
5.11	Diagrama de Blocos Final do Processador em Tempo Real	77

6.1	Imagem Processada com o Algoritmo de Processamento em Tempo Real Implementado. Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $12.9m$ em alcance. $32.5MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10.6km$ em azimute por $14km$ em alcance.	81
6.2	Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $18,6m$ em alcance. $22,5MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $14km$ em alcance.	85
6.3	Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $8m$ em alcance. $52,5MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.	86
6.4	Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $4,4m$ em alcance. $95MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.	87
6.5	Imagem de Itapetininga-SP mostrando a presença de um lago no canto superior esquerdo. Resolução de $10m$ em azimute e $5m$ em alcance. Largura de faixa processada de $82,5MHz$. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.	89
6.6	Imagem de Itapetininga-SP com resolução de $10m$ em azimute e $10m$ em alcance. Largura de faixa processada de $40MHz$. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $14km$ em alcance.	90
6.7	Imagem de Itapetininga-SP gravada com um ângulo inicial de faixa lateral de 29° . Resolução de $10m$ em azimute e $3,25m$ em alcance. Largura de faixa processada de $95MHz$. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.	91
6.8	Imagem mostrando formações de relevo mais elevadas na imagem SAR. Resolução de $10m$ em azimute e $3,25m$ em alcance. Largura de faixa processada de $95MHz$. A imagem possui $12km$ em azimute por $7km$ em alcance.	92
6.9	Imagem obtida com o processador SAR sem as aproximações necessárias ao processador em tempo real.	94
6.10	Resposta ao Impulso do Processador em Tempo Real	95
6.11	Resposta do Processador em Tempo Real, tendo como Entrada um Pulso de gorjeio	95
A.1	Ilustração de uma média móvel, com janela de 5 amostras	101
D.1	Estrutura da antena do sistema SAR OrbiSAR-1	112
D.2	Diagrama de radiação tridimensional para apenas uma corneta da antena do sistema OrbiSAR-1	113
D.3	Diagrama de radiação tridimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1 - vista superior	114

D.4	Diagrama de radiação tridimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1 - vista frontal	114
D.5	Diagrama de radiação tridimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1 - vista lateral	115
D.6	Diagrama de radiação unidimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1, mostrando os ângulos de azimute ($\phi = 0^\circ$) e de elevação ($\phi = 90^\circ$) .	115

LISTA DE TABELAS

6.1	Parâmetros da configuração do radar, para uma largura de faixa de pulso de $45MHz$ e $100MHz$ de frequência de amostragem. Largura de faixa, no solo, de $14km$	82
6.2	Parâmetros da configuração do radar para uma largura de faixa de pulso de $100MHz$ e $200MHz$ de frequência de amostragem. Largura de faixa no solo de $7km$	88

LISTA DE SÍMBOLOS

V_s	Velocidade da Plataforma que carrega o radar
τ_p	Tempo de duração do pulso transmitido pelo radar
c	Velocidade da luz no vácuo
W_g	Largura da faixa de alcance do radar no solo
W_s	Largura da faixa de alcance inclinado do radar
ΔR_g	Resolução do radar em alcance no solo
ΔR_s	Resolução do radar em alcance inclinado
η	Ângulo de incidência entre o feixe do radar e a superfície normal
B_R	Largura de faixa em frequência do pulso transmitido
R	Distância em alcance
δx	Resolução do radar na direção de azimute
L_a	Comprimento da antena do radar na direção de azimute
λ	Comprimento de onda da portadora do pulso emitido pelo radar
θ_H	Espalhamento angular do feixe do radar na direção de azimute
V_{st}	Velocidade relativa entre a plataforma e o alvo
θ	Ângulo da perpendicular à linha de vôo até o alvo
ϕ	Coordenada espacial de azimute
R_g	Alcance no solo
τ	Atraso do pulso transmitido
s	Tempo ao longo da linha de vôo
H	Altitude
	Campo Magnético

S	Tempo em que um alvo qualquer permanece dentro do feixe do radar
B_D	Largura de faixa do sinal Doppler
f_p	Frequência de repetição de pulsos
T_p	Período de repetição de pulsos
R'	Distância em alcance entre o radar e a borda mais próxima da faixa de alcance inclinado
R''	Distância em alcance entre o radar e a borda mais distante da faixa de alcance inclinado
R_m	Distância em alcance entre o radar e o centro da faixa de alcance no solo
A_a	Área da antena do radar
W_a	Largura da antena do radar
X	Distância em azimuth do período de integração SAR
f	Frequência do sinal de retorno do radar
B_x	Largura de faixa espacial do sinal de retorno
$u(t)$	Sinal recebido pelo radar
$A(t)$	Amplitude do sinal recebido pelo radar
$\phi(t)$	Fase do sinal recebido pelo radar
C	Fator de escala da amplitude do sinal recebido pelo radar
k_λ	Número de onda
k	Taxa de modulação linear FM
$S(\omega)$	Constante de Boltzmann Transformada de Fourier da forma de onda da modulação em azimuth
$U(\omega)$	Transformada de Fourier do sinal recebido pelo radar
Ω	Largura de faixa do sinal recebido
$H(\omega)$	Função de transferência do filtro casado
U_{0e}	Envelope quadrático do sinal recebido pelo radar
P_t	Potência transmitida pela antena

G_t	Ganho da Antena
S_s	Densidade de potência no alvo
P_{rs}	Potência total interceptada pelo alvo
A_{rs}	Área efetiva de recepção do alvo
f_a	Fração da potência que é absorvida pelo alvo
P_{ts}	Potência total que é re-radiada pelo alvo
G_{ts}	Ganho do alvo na direção do receptor
A_r	Abertura efetiva da antena de recepção
σ	Seção transversal do alvo
$I(R)$	Intensidade de potência incidente
I_{rec}	Intensidade de potência recebida
A_e	Abertura efetiva da antena
T	Temperatura absoluta
B	Faixa de Passagem do receptor
	Largura de faixa processada pelo processador em tempo real
F	Fator de ruído do receptor
SNR	Relação sinal/ruído
$s(t)$	Forma de onda transmitida pelo radar
$r(t)$	Sinal de entrada no receptor do radar
$n(t)$	Ruído total combinado
N	Densidade de potência espectral
$g(t)$	Sinal na saída do receptor do radar
$h(t)$	Resposta ao impulso do filtro casado
B_n	Largura de faixa do sinal de ruído
a	Razão de variação do pulso de FM
E	Energia do pulso transmitido
$v_r(t)$	Função de referência do radar

$v_s(t)$	Sinal de saída do receptor
$\sigma^0(R)$	Coefficiente de espalhamento de retorno do terreno
$\mathbf{E}_t(\mathbf{R}, t)$	Vetor campo elétrico lançado pela antena
E_t^h	Componente horizontal do vetor campo elétrico lançado pela antena
E_t^v	Componente vertical do vetor campo elétrico lançado pela antena
$E_{in}(x, y)$	Fasor do campo elétrico incidente
$E_s(x, y)$	Fasor do campo elétrico refletido
D	Diretividade
Z_0	Impedância característica do espaço livre
μ_0	Permeabilidade do espaço livre
ϵ_0	Permissividade do espaço livre
Ψ	Espectro da função de fase
τ_{cu}	Tempo de integração da abertura não focada
T_1	Tempo de integração em cada sub-abertura
$a_n(t)$	Deslocamento em frequência para baixo no processador em tempo real
$b_n(t)$	Deslocamento em frequência para cima no processador em tempo real
ovl	Sobreposição em frequência no processador em tempo real
ϕ_{emax}	Erro de fase máximo permitido no processador em tempo real
T_{total}	Tempo total de integração SAR no processador em tempo real
k_{sub}	Fator de subamostragem
N_{az}	Número de pontos da média móvel do filtro de compressão de pulso em azimute

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O uso de microondas para sensoriamento remoto tem tido aplicações desde o começo da década de 1960, mas fotografia aérea tem sido usada por mais de cem anos. E o sucesso do uso de fotografias aéreas, e mais recentemente de imagens ópticas do espaço, é bem conhecido. No entanto, o uso de microondas para sensoriamento remoto fornece muitas vantagens e, talvez, a mais importante delas seja a capacidade de microondas de penetrar nuvens e, até certo ponto, chuva. Além disso, há a independência do sol como uma fonte de iluminação. Nuvens com gelo, que são suficientemente densas para obscurecer completamente o solo, não têm quase nenhum efeito em qualquer comprimento de onda da faixa de microondas. Nuvens com água tem um efeito significativo apenas quando o comprimento de onda é menor que 2cm , e o efeito é realmente forte apenas para comprimentos de onda abaixo de 1cm . Chuva tem um efeito maior do que nuvens, mas este efeito é desprezível acima de cerca de 4cm e torna-se importante apenas para comprimentos de onda da ordem de 2cm , quando a chuva é extremamente intensa.

Uma outra razão para usar microondas para sensoriamento remoto é que elas são capazes de penetrar mais profundamente a vegetação do que as ondas ópticas. Quão profundamente as microondas podem penetrar depende da densidade da vegetação e da quantidade de umidade, assim como, do comprimento de onda utilizado. Os comprimentos de onda maiores penetram muito melhor do que os comprimentos de onda mais curtos. Dessa forma, os comprimentos de onda menores fornecem informação sobre as camadas superiores da vegetação, e os comprimentos de onda maiores sobre as camadas inferiores e solo embaixo da vegetação. Além disso, microondas são capazes de penetrar significativamente o solo. Para solos secos, a profundidade de penetração é bastante substancial para frequências de microondas mais baixas [2] e, para solos úmidos, as frequências mais altas de microondas penetram apenas poucos centímetros.

Uma terceira razão para usar microondas para sensoriamento remoto é que a informação fornecida através de microondas é diferente daquela fornecida por regiões do visível e do infravermelho. Na verdade, as três informações são completamente complementares.

1.1 O uso de Radar para Sensoriamento Remoto

O primeiro experimento com ondas de rádio foi conduzido por Heinrich Hertz em 1886, em uma frequência (200 MHz) que se aproximava da faixa de microondas. As primeiras demonstrações de um radar como detector de navios foi em 1904 por Hülsmeier. Marconi (1922) também previu o uso de ondas de rádio para detecção, mas não desenvolveu nenhum dispositivo. A. H. Taylor e outros colegas do Laboratório de Pesquisas Navais dos Estados Unidos foram os pioneiros no desenvolvimento de um radar como ferramenta para detectar navios e aeronaves, o primeiro experimento foi conduzido em 1922. Os primeiros radares para imageamento foram desenvolvidos durante a Segunda Guerra e, depois disso, muito estudo foi conduzido nessa área, levando ao desenvolvimento de radares de visada lateral com abertura real (*side-looking real-aperture radar* - SLAR).

Na década de 1950 Wiley [4] primeiro observou que um radar de visada lateral pode melhorar sua resolução em azimute utilizando o espalhamento Doppler do sinal ecoado. Esta observação marcou o nascimento de uma tecnologia agora referida como radar de abertura sintética (*Synthetic Aperture Radar* - SAR). Os anos que se seguiram foram repletos de estudos nessa área, levando a avanços no desempenho de ambos, o sensor e o processador de sinais SAR.

Os quase quarenta anos de história do radar de abertura sintética mostraram que este instrumento é muito valioso para medir as características da superfície da Terra. Como um sensor ativo emitindo e recebendo pulsos de microondas, o SAR é capaz de monitorar continuamente parâmetros geofísicos relacionados com as propriedades estruturais e elétricas da superfície terrestre (e de sua subsuperfície). Além disso, através de processamento digital dos sinais do radar, estas observações podem ser feitas com uma resolução extremamente alta (da ordem de metros), independente

da altitude do sensor, uma vez que o sistema SAR é capaz de trabalhar em uma plataforma aérea ou orbital.

O reconhecimento do potencial do SAR para monitorar recursos terrestres levou várias agências espaciais internacionais a desenvolverem uma série de sistemas SAR em órbita polar durante a década de 1990. A meta principal dessas missões foi medir propriedades geofísicas da superfície da Terra em um longo período de tempo para a geração de um modelo de mudanças globais. Para atingir este fim, os sistemas SAR devem ser capazes de produzir imagens de alta resolução, qualidade e confiabilidade.

A interpretação dos dados produzidos pelo SAR representa um desafio único, pois pode haver severas distorções geométricas e radiométricas nos resultados obtidos, assim como a presença de alvos falsos. Embora esses efeitos possam ser minimizados por um projeto adequado do sistema do radar e pela utilização de técnicas de calibração que caracterizam as fontes de erro sistemáticas, a utilização integral dos dados produzidos pelo SAR exige um conhecimento completo do projeto do sistema, das operações durante a missão e do processamento digital efetuado nos dados em solo. O potencial de uma má interpretação das imagens produzidas pelo SAR é consideravelmente grande.

No entanto, superando os desafios técnicos, a produção de imagens precisas através do SAR tem grande utilidade científica. Uma das inúmeras aplicações do imageamento SAR em tempo real é no monitoramento de desastres naturais e ambientais onde há a necessidade de efetuar medições contínuas da evolução do desastre. Em especial, há um grande interesse no monitoramento de derramamentos de óleo no mar e queimadas de vegetação, detectando a extensão do desastre e sua evolução. Além disso, o SAR também pode ser usado para efetuar medidas precisas da superfície terrestre e, assim, ser usado para identificar pontos de deslizamentos de terra ou de movimentos tectônicos. Uma outra aplicação para o processador SAR em tempo real é a vigilância de áreas consideradas estratégicas do ponto de vista militar ou de difícil acesso logístico.

Para a utilização do SAR em monitoramento ambiental ou vigilância, é essencial que a medição seja feita de forma contínua e que os resultados sejam obtidos muito rapidamente. Dadas essas restrições, o SAR é o único tipo de dispositivo capaz de

satisfazer essas especificações, pois, como ele é um sistema ativo que independe da radiação solar, o monitoramento pode ocorrer dia e noite. Além disso, o SAR emite radiação na faixa de microondas, a qual é capaz de atravessar camadas de nuvens [2], fazendo com que o sistema possa obter imagens independentemente das condições atmosféricas. Ademais, para que o intervalo das medições seja relativamente curto, é necessária a utilização de um sistema SAR aerotransportado, pois um sistema em plataforma orbital não é capaz de imagear a mesma área em intervalos de tempo muito curtos, dado o período de sua órbita em torno da Terra ser consideravelmente grande para os fins desejados.

Por outro lado, para que um sistema SAR aerotransportado possa ser utilizado com sucesso para monitoramento e vigilância, é importante que ele possa oferecer resultados confiáveis de forma bastante rápida. Daí, tem-se a necessidade de implementar um processador SAR em tempo real, o qual possa apresentar imagens SAR de uma área bastante extensa em tempo real para um operador situado na plataforma aérea. Além disso, é desejável que a área coberta pelo pulso emitido pelo radar seja tão grande quanto possível, pois isso implica um ganho de tempo na medição e um menor custo da missão.

Tendo em vista as inúmeras aplicações para sistemas de imageamento em tempo real, o objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de um processador SAR em tempo real que produza imagens digitais do terreno com alta resolução e confiabilidade. Neste trabalho, esse processador SAR teve um protótipo implementado em linguagem IDL(*Interactive Data Language*)¹ e depois de ser testado com sucesso através de simulações em laboratório, ele foi codificado em linguagem C, a qual oferece um considerável ganho de velocidade, em relação à linguagem IDL.

1.2 Escopo da Tese

O objetivo desse trabalho foi o desenvolvimento e implementação de um algoritmo de processamento SAR que seja adequado para sua utilização em aplicações que exigem

¹IDL é uma marca pertencente à Research Systems, Inc.

produção de imagens SAR de alta resolução em tempo real, por exemplo, monitoramento de desastres ambientais ou vigilância de áreas de difícil acesso. Para tanto, inicia-se o trabalho com um breve estudo do sistema SAR. O Capítulo 2 faz uma introdução do sistema SAR e de toda a teoria que permitiu a geração de imagens de alta resolução através de radares de visada lateral utilizando a técnica de abertura sintética. A seguir, no Capítulo 3, desenvolve-se a base teórica que sustenta os algoritmos de geração de imagens SAR através da técnica de abertura sintética. Nas duas primeiras seções do Capítulo 3, estuda-se a técnica de abertura sintética através da teoria de filtragem casada. E, no final do Capítulo 3, a teoria da abertura sintética é estudada com o enfoque da compressão de pulso e correlação com a réplica. Depois disso, o Capítulo 4 trata da geração da imagem SAR e dos algoritmos comumente utilizados. Finalmente, o Capítulo 5 apresenta o algoritmo de processamento em tempo real implementado neste trabalho e o Capítulo 6 mostra os resultados experimentais obtidos com o processador implementado, neste Capítulo são apresentadas imagens que foram obtidas pelo uso do processador implementado. E, por fim, o último Capítulo traz as conclusões do trabalho, bem como, as sugestões para os desenvolvimentos futuros.

CAPÍTULO 2

INTRODUÇÃO AO SISTEMA SAR

Ambos radares, o de abertura real (SLAR) e o de abertura sintética (SAR) são sistemas de visada lateral com uma direção de iluminação geralmente perpendicular à linha de vôo. A diferença entre os dois sistemas está na resolução na direção de vôo, também chamada resolução em azimute. Radares de abertura real têm sua resolução em azimute determinada pelo tamanho do feixe da antena, de forma que ela é proporcional à distância entre o radar e o alvo. Ao contrário, o SAR usa técnicas de processamento de sinais para sintetizar uma abertura que é centenas de vezes maior que o comprimento real da antena.

O radar de visada lateral com abertura real tem uma geometria como mostrada na Fig. 2.1. No caso de radares para sensoriamento remoto, o radar é instalado em uma plataforma, a qual pode ser uma aeronave ou um satélite, movendo-se em uma trajetória a uma altitude constante e com velocidade V_s . O radar movendo-se em sua trajetória emite pulsos de microondas, os quais atingem o alvo e são espalhados de volta para a antena do radar. Os pulsos de retorno são então amostrados e armazenados em memória para serem processados mais tarde. Na geometria do radar, a direção da trajetória da plataforma de vôo é chamada de direção azimute e a direção perpendicular à direção de vôo é chamada de direção de alcance. Nesta seção, é feita a análise da capacidade do radar de resolver alvos pontuais separados no terreno, ou seja, analisa-se a capacidade de resolução do radar.

Para o radar ser capaz de distinguir dois elementos de terreno separados por uma pequena distância no solo, os ecos desses elementos devem ser necessariamente recebidos pelo radar em tempos diferentes. Se o radar emite um pulso de microondas de comprimento L em alcance inclinado, sendo que se o tempo de duração do pulso é τ_p , então $L = c\tau_p$. Conforme a Fig. 2.2(a) mostra, o pulso do radar está para atingir dois alvos separados por uma distância d em alcance inclinado. Uma vez que

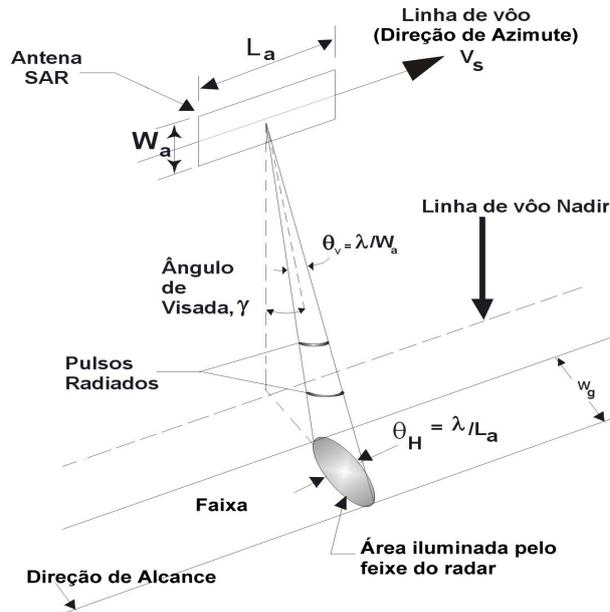


Figura 2.1: Geometria simplificada de um radar de visada lateral com abertura real

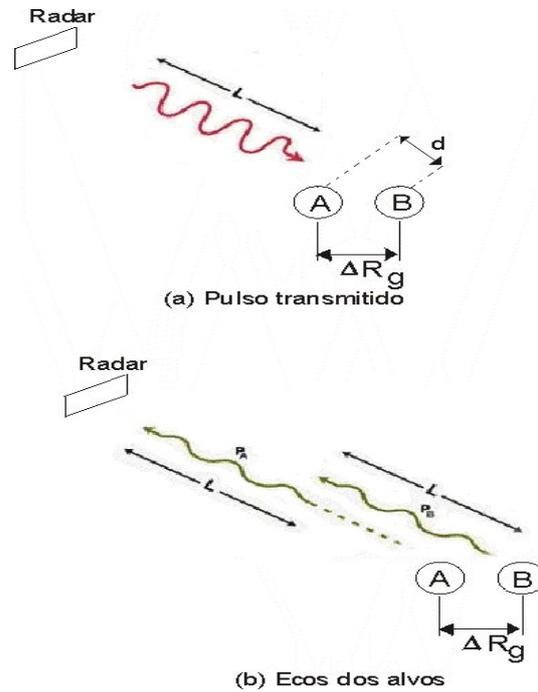


Figura 2.2: Geometria do radar ilustrando a resolução em alcance inclinado.

o pulso do radar deve viajar o mesmo caminho duas vezes, ida e volta, os dois alvos apresentarão ecos em tempos diferentes no radar se $d > L/2$. Pois, dessa forma, como mostra a Fig. 2.2(b), o sinal vindo do alvo B terá viajado uma distância extra superior a L em relação ao sinal vindo do alvo A e, assim, seus ecos não se sobrepõem na história temporal do radar.

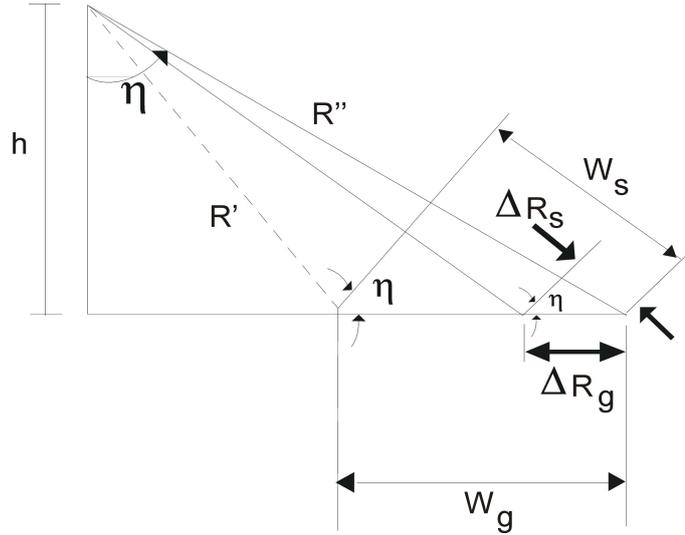


Figura 2.3: Geometria do radar ilustrando a resolução em alcance

A Fig. 2.3 mostra as relações entre a largura da faixa de alcance do radar no solo (W_g), a largura da faixa de alcance inclinado do radar (W_s), a resolução do radar em alcance no solo (ΔR_g) e a resolução do radar em alcance inclinado (ΔR_s).

A resolução do radar em alcance no solo (Fig. 2.3) é definida como a mínima separação em alcance de dois pontos que podem ser distingüidos como separados pelo sistema. Se o tempo de chegada da borda inicial do pulso de um eco do ponto mais distante é maior que o tempo de chegada da borda final do eco do ponto mais próximo, cada ponto pode ser distingüido na história temporal do eco do radar. Se a largura temporal do pulso do radar é τ_p , a separação mínima (em alcance inclinado) de dois pontos distingüíveis é então dada por

$$\Delta R_s = L/2$$

$$\Delta R_s = c\tau_p/2$$

onde ΔR_s é a resolução em alcance inclinado e c é a velocidade da luz.

E, de acordo com a Fig. 2.3, a resolução em alcance no solo é

$$\Delta R_g = \frac{d}{\sin(\eta)} = \frac{c\tau_p}{2\sin(\eta)} \quad (2.1)$$

A Eq. 2.1 mostra que para se obter uma resolução em alcance ΔR_g razoável, deve-se diminuir a largura do pulso emitido. No entanto, para que esta resolução seja adequada para fins de sensoriamento remoto, a largura de pulso requerida seria curta demais para entregar energia por pulso suficiente para produzir no sinal de retorno uma relação sinal ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) adequada para uma detecção confiável. Por isso, uma técnica de compressão de pulso (ou filtragem casada) é comumente empregada para atingir ambas, alta resolução (com um pulso mais longo) e uma alta SNR. Com um processamento apropriado do pulso recebido (filtragem casada), a resolução em alcance que pode ser obtida é dada por [1]

$$\delta R_g = c/(2B_R \sin(\eta)) \quad (2.2)$$

onde B_R é a largura de faixa em frequência do pulso transmitido, pois é considerado que o pulso possui uma modulação linear FM. Esta resolução pode ser feita arbitrariamente boa (dentro de limites práticos) aumentando a largura de faixa em frequência do pulso.

2.1 Resolução em Azimute

Dois alvos na mesma posição em alcance inclinado R e separados no solo por uma distância δx na direção azimute (Fig. 2.4) só podem ser resolvidos se eles não estão no feixe do radar ao mesmo tempo. Conforme a Fig. 2.1 mostra, se a antena do radar tem um comprimento L_a na direção azimute, então o feixe do radar tem um espalhamento angular naquela direção dado pela expressão

$$\theta_H = \lambda/L_a \quad (2.3)$$

onde λ é o comprimento de onda da portadora do pulso emitido pelo radar.

Assim, se o radar só é capaz de resolver alvos em mesmo alcance que não estejam no seu feixe ao mesmo tempo, pode-se concluir que o limite de resolução em azimute de um radar de abertura real (SLAR) é

$$\delta x = R\theta_H = R\lambda/L_a \quad (2.4)$$

Conforme a Eq. (2.4) mostra, para melhorar a resolução na direção da linha de vôo δx a um alcance inclinado específico R e comprimento de onda λ , é necessário aumentar o comprimento da antena na direção azimute. No entanto, os problemas mecânicos envolvidos na construção de uma antena com uma precisão em sua superfície da ordem de uma fração de comprimento de onda, e a dificuldade em manter esse nível de precisão em um ambiente operacional, faz com que seja muito difícil obter valores L_a/λ maiores que poucas centenas. Por exemplo, a antena do Seasat¹, com $L_a/\lambda = 45$, a uma altitude de 800 km, teria uma resolução SLAR de $\delta x = 18km$, a qual é inadequada para fins de imageamento científico.

A observação chave que levou ao desenvolvimento do SAR, e melhorou amplamente a resolução em azimute, fazendo imageamento por radares em plataformas espaciais possível, foi feita por Wiley [4]. Ele observou que dois alvos pontuais, em ângulos levemente diferentes com respeito à linha do respectivo radar em movimento, tem velocidades relativas à plataforma diferentes em qualquer instante. Por isso, o pulso do radar quando refletido pelos dois alvos terá dois deslocamentos em frequência Doppler distintos.

Considerando o movimento relativo entre o radar e o alvo com uma velocidade v , a frequência Doppler obtida, para o caso, é dada por

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \quad (2.5)$$

A velocidade v , na Eq. (2.5) é a velocidade relativa entre o radar e o alvo, na

¹O Seasat foi o primeiro satélite projetado para uso em sensoriamento remoto dos oceanos com um radar de abertura sintética SAR, ele foi construído pela Lockheed, Ball Space Systems e utilizado pelo laboratório de propulsão a jato JPL da NASA

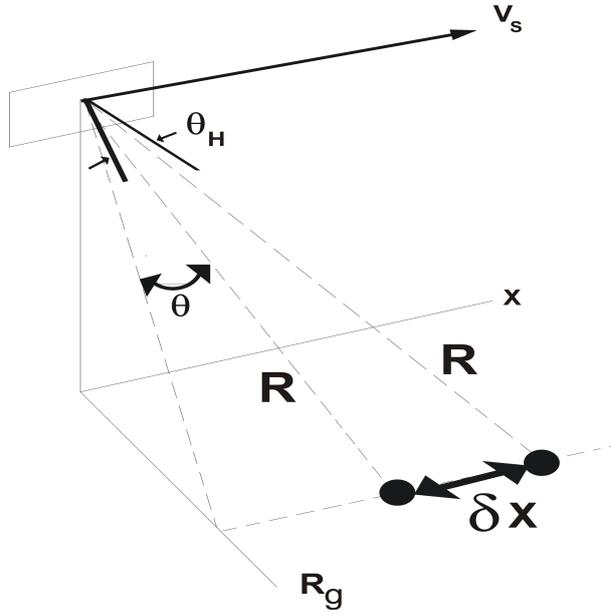


Figura 2.4: Ilustração da capacidade de um radar de abertura real de resolver dois alvos separados em azimute

direção da reta que os une. Se o radar está localizado em uma plataforma que se desloca com uma velocidade V_{st} em relação ao solo como indicado na Fig. 2.5 e o alvo tem uma distância R em alcance inclinado e x na direção da linha de vôo, então, o deslocamento Doppler em relação à frequência transmitida é

$$f_d = 2 (V_{st} \sin \theta) / \lambda \approx 2V_{st}x / \lambda R \quad (2.6)$$

onde θ é o ângulo da perpendicular à linha de vôo até o alvo. Nesta seção, assume-se que V_{st} é apenas a velocidade da plataforma V_s .

Por isso, se o sinal recebido no instante mostrado na Fig. 2.4 é analisado no domínio da frequência, qualquer energia observada no retorno, no instante correspondente ao alcance R e na frequência Doppler f_{D_1} , será associada com o alvo na coordenada

$$x_1 = \lambda R f_{D_1} / 2V_s \quad (2.7)$$

De forma semelhante, uma energia em uma frequência f_{D_2} , diferente, será associada

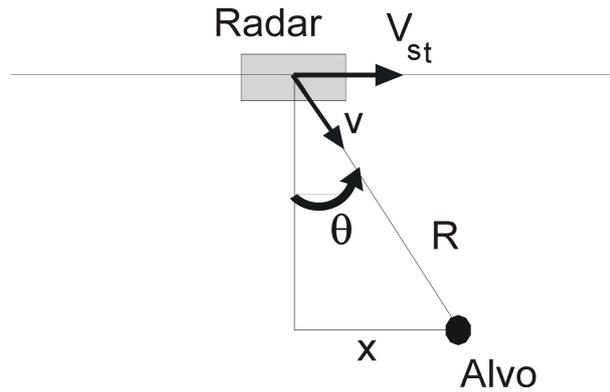


Figura 2.5: Movimento relativo entre plataforma e alvo

à coordenada x_2 . Dessa forma, embora os alvos estejam na mesma distância em alcance e no feixe do radar ao mesmo tempo, eles podem ser discriminados pela análise do espectro Doppler do sinal de retorno, daí advém o antigo nome "*Doppler beam sharpening*", dado a esta técnica.

O uso da frequência Doppler efetivamente fornece uma segunda coordenada para ser usada na distinção de alvos. Estas duas coordenadas são o alcance no solo R_g e a distância ao longo da linha de vôo x relativa a um ponto diretamente abaixo do veículo (i.e. o ponto nadir), como mostrado na Fig. 2.6. O sistema SAR efetua uma transformação de coordenadas inversível do alcance no solo e da posição em azimute para as coordenadas observáveis, o atraso do pulso τ e o deslocamento Doppler f_D .

Com o uso da análise Doppler do sinal de retorno do radar, a largura do feixe da antena, na direção azimute, não é mais um fator diretamente limitante da resolução azimutal do radar, conforme indicava a Eq. (2.4). A análise desenvolvida nessa seção mostrou que a coordenada azimute (x) do alvo pode ser obtida através da frequência de deslocamento Doppler do sinal de retorno do radar, conforme mostra a Eq. (2.7). Dessa forma, a resolução δx de alvos, na direção da linha de vôo da plataforma do radar, está agora relacionada com a resolução δf_D da medição da frequência de deslocamento Doppler. Da Eq. (2.7) a resolução em azimute do SAR é, então, dada por

$$\delta x = \left(\frac{\lambda R}{2V_s} \right) \delta f_D \quad (2.8)$$

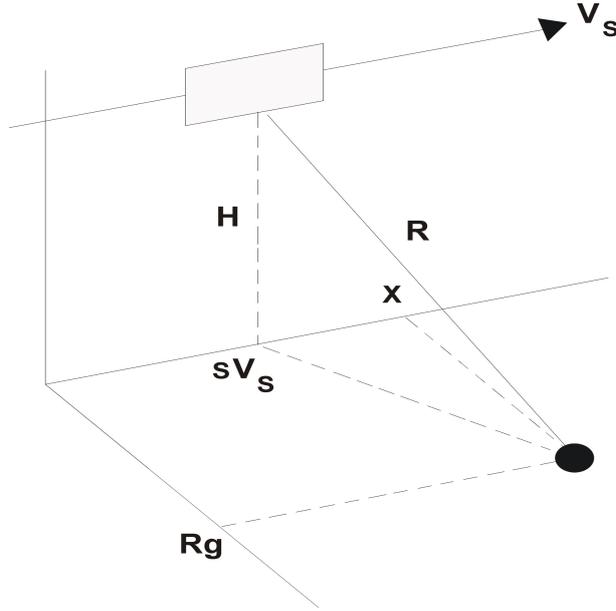


Figura 2.6: Ilustração das coordenadas de alcance no solo e azimute

Além disso, a medida da resolução no domínio da frequência é nominalmente o inverso da extensão temporal S da forma de onda sendo analisada ou seja, $\delta f_D = 1/S$. Esse tempo é, potencialmente, o tempo durante o qual qualquer alvo, em particular, está na visada do radar, ou em outras palavras, o tempo durante o qual o alvo permanece no feixe do radar. Assim, da Fig. 2.4 pode-se calcular o tempo S em que um alvo específico, a uma distância R , ficaria dentro do feixe do radar, considerando o tamanho angular do feixe como θ_H e a plataforma se movendo com velocidade V_s

$$S = R\theta_H/V_s = R\lambda/(L_a V_s) \quad (2.9)$$

onde considerou-se que $\theta_H = \lambda/L_a$.

Da Eq. (2.9), obtém-se a seguinte expressão para a resolução da medida da frequência

$$\delta f_D = \frac{1}{S} = \frac{L_a V_s}{R\lambda} \quad (2.10)$$

Substituindo a Eq. (2.10) na Eq. (2.8), obtém-se a seguinte expressão para a resolução

do SAR na direção da linha de vôo da plataforma

$$\delta x = \left(\frac{R\lambda}{2V_s} \right) \left(\frac{L_a V_s}{R\lambda} \right) = L_a/2 \quad (2.11)$$

Este resultado indica que melhores resoluções em azimute podem ser obtidas através de antenas menores, como propôs *Cutrona et al.* [6]. No entanto, no desenvolvimento que levou à Eq. (2.11) assumiu-se que o alvo deve produzir uma frequência Doppler constante durante todo o intervalo de observação S . Mas, na verdade, o sinal Doppler do alvo terá uma frequência que varia no tempo, quando o veículo passa por ele, conforme será mostrado na Seção 2.2.

Por outro lado, para relacionar, sem ambigüidade, a mudança incremental na diferença de fase com uma frequência Doppler, deve-se observar que a largura de faixa em frequência do sinal Doppler, B_D , deve ser menor que a frequência de repetição de pulsos $f_p = 1/T_p$, também chamada de PRF (*Pulse Repetition Frequency*). Assim, pode-se escrever

$$B_D = f_{D,maior} - f_{D,menor} < f_p \quad (2.12)$$

mas, utilizando a Eq. (2.6), obtém-se

$$B_D = (2V_s/\lambda) [\sin(\theta_H/2) - \sin(-\theta_H/2)] \approx 2V_s\theta_H/\lambda \quad (2.13)$$

Da relação $\theta_H = \lambda/L_a$ e da Eq. (2.11), pode-se reescrever

$$B_D = 2V_s/L_a = V_s/\delta x < f_p \quad (2.14)$$

2.2 Filtragem Doppler

Há uma restrição na derivação que levou à expressão da resolução em azimute na Eq. (2.11). Aquela derivação considerou a hipótese de que o sinal de retorno de um alvo iluminado pelo radar deve produzir uma frequência Doppler constante durante o intervalo de observação S . Entretanto, se este intervalo é todo o período em que o

alvo está sendo iluminado pela energia emitida pelo radar, como foi assumido na Eq. (2.11), então o sinal Doppler correspondente terá uma frequência que varia em toda a largura de faixa de frequência Doppler quando o veículo passa pelo alvo. Dessa forma, o verdadeiro intervalo de análise disponível, usando uma técnica de filtragem de frequência, pode ser muito menor que S , uma vez que ele está restrito apenas à extensão temporal sobre a qual qualquer alvo pontual particular apresenta uma frequência Doppler constante.

Nesse sentido, pode-se concluir que a forma de onda Doppler do sinal de retorno do radar para qualquer intervalo finito, devido a um alvo pontual, não será a de uma senóide. Uma análise de Fourier de tal forma de onda resultará sempre em componentes em mais de uma frequência, tal que o alvo pode ser inferido a ter uma extensão física maior que $\delta x = (\lambda R/2V_{st})(1/S)$, o tamanho da célula de resolução. O sinal de retorno do alvo será espalhado sobre múltiplas células de resolução do espectro de Fourier.

Para solucionar esse problema, pode-se, por exemplo, utilizar uma técnica de processamento SAR que obtém sua resolução ao longo da linha de vôo simplesmente por filtragem da forma de onda Doppler do sinal de retorno do radar, chamada processamento SAR não-focado. Este processador é incapaz de acomodar a taxa variável de mudança da fase do sinal de retorno do radar devido a um simples alvo pontual. Assim, é estabelecido um critério para o erro de fase quadrático máximo e, a partir desse critério, pode-se obter um intervalo de tempo dentro do qual a frequência Doppler do sinal, devido a um alvo pontual, pode ser considerada constante; esse passa a ser o intervalo de integração do SAR. No entanto, o intervalo de integração do processador SAR não-focado é menor que o período completo em que o alvo está dentro do feixe do radar, o que resulta em uma pior resolução ao longo da linha de vôo.

Nesse sentido, para explorar essa abordagem, considera-se a Fig. 2.7, que mostra um alvo pontual em uma posição x_0 , ao longo da linha de vôo, e um alcance inclinado mais próximo de R_0 . Com o radar em uma posição arbitrária x qualquer, ao longo da linha, tem-se

$$R = [R_0^2 + (x - x_0)^2]^{1/2} \quad (2.15)$$

A diferença de fase entre as formas das ondas transmitida e recebida, devido à viagem de ida e volta através do alcance, R é

$$\phi = -4\pi R/\lambda, \quad (2.16)$$

onde a derivada temporal de ϕ é a frequência Doppler (em rad/s) [1].

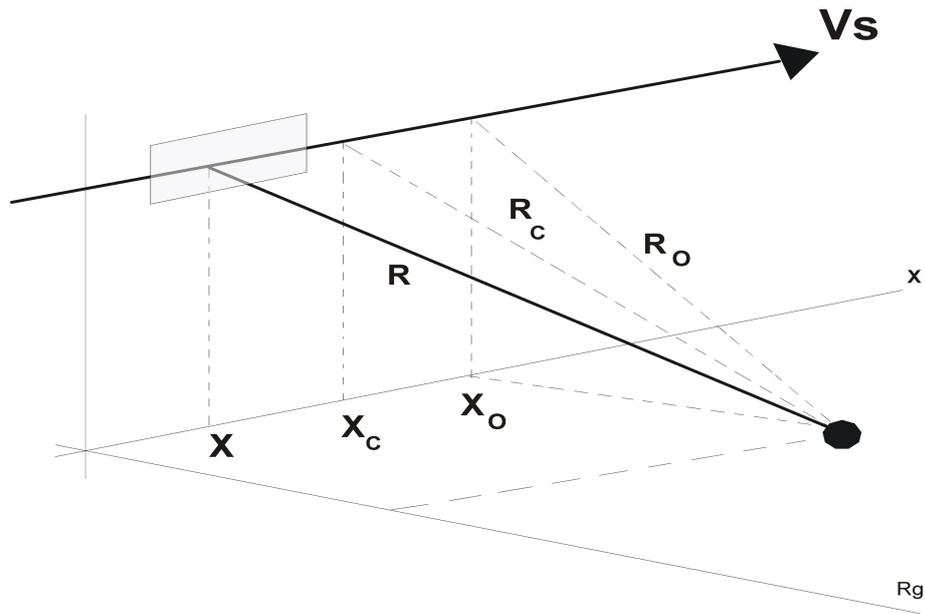


Figura 2.7: Geometria ilustrando o alvo do radar e a relação quadrática entre alcance e tempo

Expandindo a relação na Eq. (2.15) utilizando série de Taylor até segunda ordem em torno de alguma posição x_c do radar em um alcance inclinado R_c , tem-se

$$R = [R_c + (x_c - x_0)(x - x_c)/R_c + R_0^2(x - x_c)^2/(2R_c^3)] \quad (2.17)$$

onde pode-se aproximar R_0 e R_c como iguais para os radares de feixe estreito usados na maioria das aplicações práticas. Para este caso, então:

$$R = [R_c + (x_c - x_0)(x - x_c)/R_c + (x - x_c)^2/(2R_c)] \quad (2.18)$$

Substituindo a Eq. (2.18) na Eq. (2.16), obtém-se

$$\phi = (-4\pi/\lambda)[R_c + (x_c - x_0)(x - x_c)/R_c + (x - x_c)^2/(2R_c)] \quad (2.19)$$

que indica que a história de fase do sinal de retorno do radar devido a um alvo pontual qualquer é da forma quadrática.

Daí pode-se calcular a frequência de deslocamento Doppler como

$$f_D = \dot{\phi}/2\pi = \left(\frac{-2V_s}{\lambda R_0}\right) [(x_c - x_0) + (x - x_c)] \quad (2.20)$$

No caso de um processador SAR não-focado, pode-se, por exemplo, adotar a frequência Doppler como constante até o valor de x em que o termo quadrático da fase na Eq. (2.19) contribui um valor de $\pi/4$ rad para ϕ , na borda da abertura sintética. Assim, para valores de x em que o termo quadrático contribui menos que $\pi/4$, a frequência Doppler é considerada constante para o alvo pontual em questão e todas essas contribuições podem ser somadas coerentemente para melhorar a resolução ao longo da linha de vôo do radar. Dessa forma, o intervalo de integração do SAR pode ser determinado como sendo o intervalo X onde

$$X/2 = |x - x_c| < \sqrt{\lambda R_0/8} \quad (2.21)$$

ou ainda

$$X < \sqrt{\lambda R_0/2} \quad (2.22)$$

E esta é a abertura para a qual pode-se dirigir atenção para a forma de onda recebida, dado o critério para a frequência Doppler constante adotado.

Pode-se também calcular o intervalo de tempo correspondente à abertura da Eq. 2.22. Em outras palavras, pode-se obter o tempo de integração SAR

$$S = X/V_s < \frac{\sqrt{\lambda R_0/2}}{V_s} \quad (2.23)$$

Com esta limitação, lembrando que $\delta f_D = 1/S$, a resolução em azimute da

Eq. (2.8) pode ser reescrita como

$$\delta x = \frac{\lambda R_0}{2V_s S} = \sqrt{\lambda R_0/2} \quad (2.24)$$

Na literatura, pode-se encontrar valores variando de $\sqrt{2\lambda R_0}$ a $\sqrt{\lambda R_0/8}$ para a Eq. (2.24), dependendo do critério assumido para o erro de fase quadrático máximo permitido.

Se, por exemplo, sinais do Seasat fossem processados utilizando a técnica de processamento SAR não-focado e fosse adotado o mesmo critério para o erro de fase quadrático máximo permitido, utilizando a Eq. (2.24), a resolução resultante seria de $\delta x = 316m$. Esta resolução é consideravelmente melhor que a resolução que seria obtida sem a utilização desse processamento ($\delta x = 18,6km$), valor obtido através da Eq. (2.4). No entanto, ela ainda está bastante distante do limite de resolução SAR que é, para o Seasat, igual a $\delta x = L_a/2 = 6m$ e, além disso, a resolução obtida não é suficientemente boa para a maioria das aplicações científicas atuais. Por isso, é necessário o uso de uma técnica de processamento SAR integralmente focado, a qual leva em conta o comportamento não linear da fase. Em outras palavras, para se obter uma imagem SAR focada que aproxima-se do limite de resolução em azimute de $L_a/2$, deve-se processar o sinal de retorno do radar de modo que se leve em consideração a variação na frequência Doppler de um alvo à medida em que ele passa através do feixe do radar.

O processamento requerido em um SAR focado é sugerido pela Fig. 2.8. Quando o feixe do radar passa pelo alvo, a diferença de fase do sinal recebido em um ponto qualquer da abertura real da antena, em relação ao sinal recebido quando o alvo está na perpendicular à linha de vôo, pode ser dada por

$$\Delta\phi = -4\pi\Delta R/\lambda, \quad (2.25)$$

onde ΔR pode ser expressado a seguir utilizando a Fig. 2.8 e a Eq. (2.15)

$$\Delta R = R - R_0, \quad (2.26)$$

onde R é dado pela Eq. (2.15), a qual pode ser aproximada por uma série de Taylor em torno do ponto x_0 , na forma

$$R = R_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2R_0} \quad (2.27)$$

Substituindo a Eq. (2.27) na Eq. (2.26), obtém-se a seguinte aproximação para ΔR

$$\Delta R \approx \frac{(x - x_0)^2}{2R_0}; \quad |x - x_0| \ll R \quad (2.28)$$

e R_0 é o alcance na posição de aproximação máxima (i.e., $s = 0$), quando o alvo está na perpendicular à linha de vôo da plataforma que carrega o radar.

Como a posição, ao longo da linha de vôo, é uma função linear do tempo ($x = V_{st}s$, onde s é o tempo), a partir das Eqs. (2.25) e (2.28), pode-se concluir que $\Delta\phi$ é uma função quadrática do tempo s ao longo da linha de vôo e a variação da frequência Doppler é linear com o tempo. Para obter imagens SAR com resolução máxima, deve-se usar todos os dados coletados durante o intervalo, $X = \theta_H R_0$, para o qual um alvo pontual particular está dentro do feixe do radar. Todos os sinais de retorno coletados devido ao alvo, no ponto x_0 , enquanto este está no feixe do radar devem ser somados coerentemente para produzir a resolução SAR máxima. No entanto, os sinais de retorno vindos do alvo em x_0 , enquanto o radar passa por ele, têm uma variação de fase quadrática, a qual deve ser compensada de tal forma que o retorno de cada pulso do radar, devido ao alvo na posição x_0 , possa ser adicionado coerentemente. Dessa forma, utilizando a compensação adequada para o alvo no ponto x_0 , alvos em um ponto $x \neq x_0$ corresponderão a retornos indevidamente compensados e que, portanto, irão se cancelar. Daí, os retornos processados do alvo em x_0 dominarão retornos de outros alvos na mesma distância em alcance.

O sinal de retorno do radar devido a um alvo pontual em x_0 , para o sensor na posição x , possui uma modulação em fase devido ao efeito Doppler causado pelo movimento relativo; esta pode ser escrita, utilizando a Eq. (2.16), como

$$f(x) = \exp[-j\phi(x)] = \exp[-j4\pi R(x)/\lambda] \quad (2.29)$$

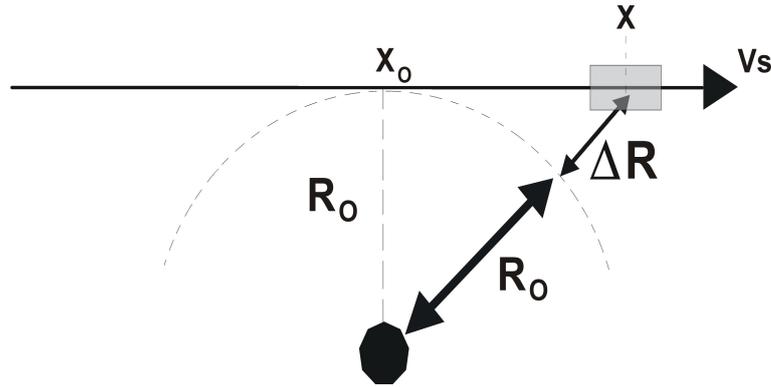


Figura 2.8: Geometria de alcance inclinado ilustrando a técnica de focagem SAR

Mas, R pode ser escrito como $R = R_0 + \Delta R$; assim, utilizando a Eq. (2.28), pode-se reescrever a Eq. (2.29) como

$$f(x) \approx \exp \left[-j(4\pi/\lambda) \left[R_0 + (x - x_0)^2 / (2R_0) \right] \right] \quad (2.30)$$

A frequência instantânea do sinal da Eq. (2.30) pode ser calculada por

$$f_{D_i}(x) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dx} \frac{dx}{dt} = -\frac{2(x - x_0)}{\lambda R_0} v_s \quad (2.31)$$

e como $x = sv + x_0$, com s sendo o tempo, a modulação de fase, devido ao efeito Doppler, é da forma de uma FM linear.

A partir da Eq (2.31), pode-se calcular a largura de faixa espacial do sinal de retorno

$$\begin{aligned} B_x &= f_D(x_{lim,esq}) - f_D(x_{lim,dir}) \\ &= \frac{-2(x_0 - \frac{X}{2} - x_0)V_s}{\lambda R_0} + \frac{2(x_0 - \frac{X}{2} - x_0)V_s}{\lambda R_0} \\ &= \frac{2XV_s}{\lambda R_0} \end{aligned} \quad (2.32)$$

onde $X = \theta_H R_0$ é o tamanho do feixe da antena e $x_{lim,esq}$ e $x_{lim,dir}$ são as coordenadas azimute no momento em que o alvo entra no feixe do radar e no momento em que ele está para sair, respectivamente. Isto pode ser visto na Fig. 2.9. Utilizando a

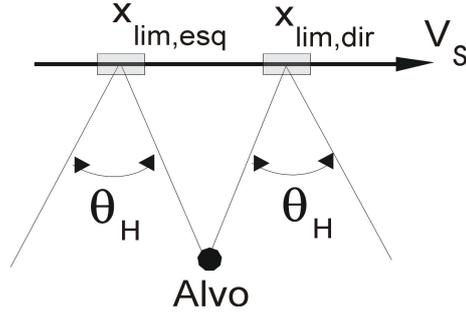


Figura 2.9: Ilustração do feixe do radar passando por um alvo pontual

Eq. (2.14) e substituindo $L_a = \frac{\lambda R_0}{X}$, pode-se obter a largura de faixa em frequência do sinal Doppler da Eq. 2.31 como

$$B_D = 2V_s/(\lambda R_0/X) \quad (2.33)$$

Mas como $X = SV_s$, pode-se reescrever B_D na forma

$$B_D = \frac{2SV_s^2}{\lambda R_0} \quad (2.34)$$

O objetivo do processamento em azimuth do sinal recebido é estimar o tempo em que o alvo pontual passou pela reta perpendicular à linha de vôo da plataforma que carrega o radar. Mas o sinal de retorno do radar, devido ao alvo, é recebido durante todo o tempo S em que o alvo está dentro do feixe do radar, correspondendo a vários sinais de retorno. Então, o objetivo do processamento em azimuth é comprimir todos esses sinais para que eles causem uma única resposta, ou imagem, principalmente concentrada perto de onde o alvo realmente está.

Nesse sentido, considera-se que o sinal de retorno do radar, na posição x e com o alvo na posição x_0 , possui a frequência Doppler instantânea indicada pela Eq. (2.31), a qual varia linearmente com a distância ao longo da linha de vôo do radar. Através do processamento do sinal recebido, com modulação f_{D_i} , deseja-se discernir que o alvo pontual que produziu o retorno em questão está na perpendicular à trajetória de vôo, na coordenada azimuth x_0 . Se a coordenada x_0 é conhecida de antemão, então, pode-se obter, também, a compensação de fase que deve ser efetuada para que o sinal

de retorno em questão possa ser somado coerentemente com todos os outros retornos do alvo em x_0 , enquanto este está no feixe do radar. Essa compensação é

$$\exp [(j4\pi/\lambda)\Delta R] = \exp \left[j \left(\frac{2\pi}{\lambda R_0} \right) (x - x_0)^2 \right] \quad (2.35)$$

Entretanto, na prática, o valor de x_0 não é conhecido de antemão. Dessa forma, é necessário que o sinal de retorno do radar, no ponto em questão, seja processado com uma variedade de compensações diferentes, variando o valor de $x_0 = x'$ nessas compensações. Então, escolhe-se o valor de pico entre todas as respostas produzidas por essas compensações. Isto equivale a processar os sinais de retorno do radar efetuando uma correlação do sinal recebido com a modulação Doppler da Eq. (2.31) com a forma de onda conhecida

$$g^*(x - x') = \exp \left[j(4\pi/\lambda)(x - x')^2/(2R_0) \right], \quad |x - x'| < X/2 \quad (2.36)$$

Este método de processamento é chamado de correlação com a réplica e ele é equivalente ao processamento utilizando o filtro casado, pois o filtro casado é definido como tendo uma função de transferência que é o complexo conjugado do espectro do sinal [1]. Assim, no processamento do sinal, deve-se introduzir o sinal recebido pelo radar no filtro casado e tomar o tempo em que ocorreu o máximo da envoltória, na saída do filtro, como o tempo estimado em que o alvo passou pela perpendicular à trajetória de vôo.

Assim, o sinal recebido pelo radar tem a forma de onda aproximada por

$$u(t) = C|A(t)| \cos(\omega_0 t - \phi(t)), \quad (2.37)$$

onde C é um fator de escala da amplitude do sinal, $|A(t)|$ é devido ao diagrama de radiação da antena física na região de campos distantes, ω_c é a frequência da portadora e $\phi(t)$ é dado pelas Eqs. (2.29) e (2.30) como sendo

$$\phi(t) = 2k_\lambda R_0 + \frac{k_\lambda v^2 t^2}{R_0}, \quad (2.38)$$

onde $k_\lambda = 2\pi/\lambda$ é o número de onda e define-se $k = 2k_\lambda v^2/R_0 = 4\pi v^2/\lambda R_0$ como sendo a taxa de modulação FM linear.

Para a determinação do filtro casado, deve-se determinar a transformada de Fourier da forma de onda recebida pelo radar (Eq. (2.37)). Se a transformada de Fourier da forma de onda da modulação em azimute (incluindo a modulação de amplitude devido ao padrão de radiação da antena) é dada por $S(\omega)$, então a transformada de Fourier do sinal da Eq. (2.37) é

$$U(\omega) = S(\omega - \omega_c) + S(\omega + \omega_c) \quad (2.39)$$

Assim, para se obter o espectro do sinal de retorno do radar (Eq. (2.37)) deve-se obter o espectro da modulação de azimute do sinal. A dedução dessa transformada de Fourier envolve a utilização do método da fase estacionária e é desenvolvido em detalhes em [10]. Usando este método aproximado e considerando o padrão de radiação da antena uma constante unitária dentro do ângulo de recepção do sinal, pode-se escrever o espectro da modulação em azimute como sendo

$$S(\omega) \approx C \exp \left[-\frac{1}{2} \left(-j \frac{2k_\lambda v^2}{R_0} \right)^{-1} \omega^2 \right] \quad (2.40)$$

e sabendo que $k_\lambda = 2\pi/\lambda$, pode-se reescrever

$$S(\omega) \approx C \exp \left[\frac{\omega^2}{2k} \right] \quad (2.41)$$

onde $k = 4\pi v^2/\lambda R_0$ é a taxa de modulação FM linear.

Dessa forma, das Eqs. (2.39) e (2.41), o espectro do sinal de retorno do radar é

$$U(\omega) \approx C \exp \left[\frac{-j(\omega + \omega_0)^2}{2k} \right] + C \exp \left[\frac{-j(\omega - \omega_0)^2}{2k} \right], \quad (2.42)$$

onde S é o intervalo de tempo no qual a história de azimute é recebida e a largura de

faixa do sinal é dada por

$$\Omega = 2\pi B_D \quad (2.43)$$

com B_D dado pela Eq. (2.34).

Dessa forma, a função de transferência do filtro casado é o complexo conjugado do sinal da Eq. (2.42) e é dada por

$$H(\omega) = U^*(\omega) \approx C \exp \left[\frac{-j(\omega + \omega_0)^2}{2k} \right] + C \exp \left[\frac{-j(\omega - \omega_0)^2}{2k} \right] \quad (2.44)$$

Da expressão acima, pode-se notar que $H(\omega)$ depende de k , que por sua vez depende do alcance inclinado R_0 . Assim, o processador SAR deve realizar uma filtragem casada que depende do alcance inclinado R_0 .

O sinal de saída do filtro casado tem o espectro $|U(\omega)|^2 \equiv U_0(\omega)$. Então, contanto que $\omega_0 > \frac{1}{2}\Omega$, tem-se o sinal de saída do filtro casado, dentro de uma escala de amplitude, dado por

$$U_0(\omega) = \begin{cases} 1, & -\omega_0 - \frac{1}{2}\Omega < \omega < -\omega_0 + \frac{1}{2}\Omega \\ 1, & \omega_0 - \frac{1}{2}\Omega < \omega < \omega_0 + \frac{1}{2}\Omega \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.45)$$

O cálculo da transformada de Fourier inversa fornece

$$U_0(t) = C \frac{\sin \frac{1}{2}\Omega t}{\pi t} \cos \omega_0 t; \quad (2.46)$$

e a envoltória quadrática, que é a saída desejada, é dada por

$$U_{0e}^2(t) = C \left(\frac{\sin \frac{1}{2}\Omega t}{\pi t} \right)^2 \quad (2.47)$$

Esta é a resposta do SAR a um alvo pontual isolado; ela varia na forma $\sin(x)/x$ e tem seu máximo em $t = 0$, que é o tempo em que o alvo está na perpendicular à trajetória de vôo.

A Eq. (2.47) pode ser expressa na distância x' , a partir da posição x_0 . Lembrando que $t = (x' - x_0)/v$ e $\Omega = 2\pi B_D$, então

$$U_{0e}(x') = C \frac{\sin \left[\frac{2\pi X}{\lambda R_0} (x' - x_0) \right]}{\left[\frac{2\pi X}{\lambda R_0} (x' - x_0) \right]} \quad (2.48)$$

Essa função expressa a saída do filtro casado em termos da distância ao longo da linha de vôo e tem seu máximo em $x' = x_0$, que é a posição do alvo. A largura do lóbulo primário da Eq. (2.48) fornece uma medida da capacidade do radar de resolver alvos próximos entre si, produzindo "picos" distintos na saída do filtro casado. Dessa forma, a resolução do radar na coordenada azimute pode ser expressa pela seguinte largura

$$\delta x = \lambda R_0 / (2X) = 1/B_x \quad (2.49)$$

Assim, da Eq. (2.49) e lembrando que $X = R_0 \lambda / L_a$, a resolução em azimute com a utilização da filtragem casada ou, de forma equivalente, da correlação com a réplica, torna-se

$$\delta x = \frac{\lambda R_0}{2R_0 \lambda / L_a} = L_a / 2, \quad (2.50)$$

que é o resultado obtido anteriormente (Eq. (2.11)) para o limite máximo da resolução SAR, na direção da linha de vôo.

2.3 Equação do Radar

A potência do eco recebido pelo radar, relativa à potência do pulso transmitido, é da ordem de $1/R^4$, no espaço livre. Megawatts rapidamente viram microwatts nas distâncias de interesse, requerendo circuitos muito sensíveis no receptor, tão sensíveis que o ruído gerado internamente no próprio receptor deve ser levado em conta. A equação do radar expressa esta conversão de potência transmitida em potência recebida, em termos da razão da potência recebida, devida à uma reflexão de um alvo, com a potência devida ao ruído no receptor, junto com alguns parâmetros do sistema e do próprio alvo.

A equação do radar define as relações fundamentais entre as características do

radar, do alvo e do sinal recebido. A geometria de espalhamento de um alvo (espalhador) isolado do radar é mostrada na Fig. 2.10.

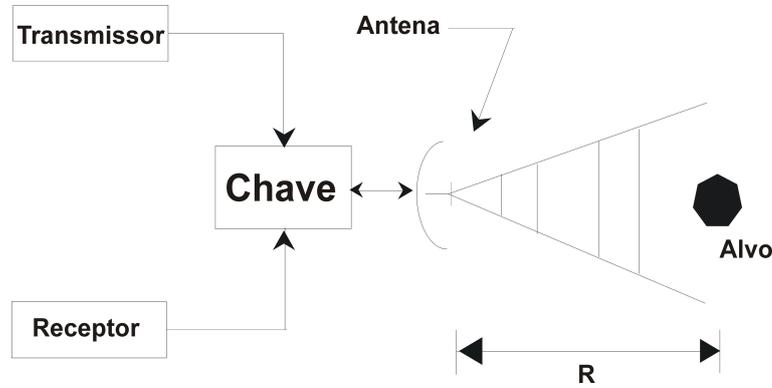


Figura 2.10: Ilustração do espalhamento do sinal do radar por um alvo

Quando a potência P_t é transmitida por uma antena com ganho G_t , a potência por unidade de ângulo sólido na direção do alvo é $P_t G_t$, onde o valor de G_t naquela direção é usado. No alvo,

$$S_s = (P_t G_t) \frac{1}{4\pi R^2} \quad (2.51)$$

onde S_s é a densidade de potência no alvo. A perda por espalhamento, $1/4\pi R^2$, é a redução na densidade de potência associada com o espalhamento de potência em uma esfera de raio R cercado a antena.

Para obter a potência total interceptada pelo alvo, a densidade de potência deve ser multiplicada pela área efetiva de recepção do alvo:

$$P_{rs} = S_s A_{rs} \quad (2.52)$$

Note que a área efetiva A_{rs} não é a área real do feixe incidente interceptado pelo alvo, mas, ao invés, é a área efetivamente interceptada, ou seja, é aquela área do feixe incidente da qual toda a potência seria removida, se fosse assumido que toda a potência do resto do feixe continuaria sem ser interceptada. O valor real de A_{rs} depende da efetividade do alvo como uma antena de recepção.

Parte da potência recebida pelo alvo é absorvida em perdas no alvo, a menos que ele seja um condutor perfeito ou um isolante perfeito, e o resto é re-radiado em diferentes direções. A fração absorvida é f_a ; então, a fração re-radiada é $1 - f_a$, e a potência total re-radiada é

$$P_{ts} = P_{rs}(1 - f_a) \quad (2.53)$$

As correntes de condução e de deslocamento, que fluem no alvo resultam em re-radiação, as quais têm um padrão (como o padrão de uma antena). Note que a área efetiva de recepção do alvo é uma função de sua orientação relativa ao feixe incidente, tal que A_{rs} , na Eq. (2.53), é válida apenas se for aplicada na direção do feixe incidente.

O padrão de re-radiação pode não ter o mesmo padrão de A_{rs} e o ganho na direção do receptor é o valor relevante, no padrão de re-radiação. Assim, a densidade de potência que chega no receptor é

$$S_r = P_{ts} G_{ts} \left(\frac{1}{4\pi R^2} \right) \quad (2.54)$$

onde P_{ts} é a potência total re-radiada, G_{ts} é o ganho do alvo na direção do receptor, e $\left(\frac{1}{4\pi R^2} \right)$ é o fator de espalhamento para a re-radiação.

Note que uma grande diferença entre um canal de comunicação via rádio e um sistema de radar é que o canal de comunicação tem apenas um fator de espalhamento, mas o sistema de radar tem dois. Por isso, se $R_r = R_t$ então a distância total é $2R_t$; para um canal de comunicação com esta distância, o fator de espalhamento é apenas

$$\left(\frac{1}{16\pi R_t^2} \right), \quad (2.55)$$

mas para o radar ele é

$$\left(\frac{1}{16\pi^2 R_t^4} \right) \quad (2.56)$$

Por isso, a perda por espalhamento para um radar é muito maior do que a de um canal de comunicação com o mesmo comprimento total de caminho.

A potência total entrando no receptor é

$$P_r = S_r A_r, \quad (2.57)$$

onde a área A_r é a abertura efetiva da antena de recepção, não a área real da antena. Não apenas isso, ela é uma função da direção e, também, uma função da impedância de carga que o receptor fornece para a antena; por exemplo, P_r teria que ser zero se a carga fosse um curto-circuito ou um circuito aberto. Os fatores da Eq. (2.51) à Eq. (2.57) podem ser combinados para obter:

$$\begin{aligned} P_r &= (P_t G_t) \left(\frac{1}{4\pi R_t^2} \right) A_{rs} (1 - f_a) G_{ts} \left(\frac{1}{4\pi R_t^2} \right) A_r \\ &= \left(\frac{P_t G_t A_t}{(4\pi)^2 R_t^2 R_r^2} \right) [A_{rs} (1 - f_a) G_{ts}] \end{aligned} \quad (2.58)$$

Os fatores associados com o alvo foram agrupados dentro dos colchetes. Estes fatores são difíceis de medir individualmente, e suas contribuições relativas não são interessantes para se encontrar a quantidade de potência do sinal recebido pelo radar. Por isso, eles são normalmente combinados em um fator chamado seção transversal do alvo do radar.

$$\sigma = A_{rs} (1 - f_a) G_{rs} \quad (2.59)$$

A seção transversal σ é uma função das direções da onda incidente e da onda na direção do receptor, assim como a forma do alvo e suas propriedades dielétricas. A seção transversal relaciona-se com a quantidade de energia incidente que o alvo retorna para o radar. Se um alvo, a uma distância R , está no centro do feixe do radar, e se ele é pequeno o suficiente para que a intensidade incidente $I(R)$ seja constante sobre a extensão física do alvo, as propriedades de espalhamento são resumidas em um único parâmetro, a seção transversal (de espalhamento do alvo) σ . Este é definido em termos da intensidade realmente recebida na antena, devido ao espalhamento por um alvo muito distante, como

$$I_{rec} = \sigma I(R) / 4\pi R^2; \quad (2.60)$$

ou seja, σ é a área do alvo que seria inferida, baseada na intensidade recebida I_{rec} , assumindo que uma área σ interceptou o feixe transmitido em um campo distante, com a intensidade resultante espalhada isotropicamente. O valor de σ depende de muitos parâmetros do alvo. E ele não tem relação direta com a área real frontal do alvo. A seção transversal de um alvo será quase zero se o alvo espalha pouca potência de volta para a antena. Isto pode ocorrer porque o alvo é pequeno, ou absorvente, ou transparente, ou espalha para uma outra direção, ou, possivelmente, todos os fatores juntos.

A forma final da equação do radar é obtida reescrevendo a Eq. (2.58) usando a definição da Eq. (2.59)

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r}{(4\pi)^2 R_t^2 R_r^2} \sigma \quad (2.61)$$

A situação mais comum é aquela para a qual as localizações do receptor e transmissor são as mesmas, tal que as distâncias do transmissor e receptor são as mesmas. Quase tão comum é o uso da mesma antena para transmitir e receber, assim, os ganhos e aberturas efetivas são as mesmas.

$$R_t = R_r = R$$

$$G_t = G_r = G$$

$$A_t = A_r = A_e$$

Uma vez que a área efetiva da antena é relacionada ao seu ganho por

$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}, \quad (2.62)$$

pode-se reescrever a equação do radar (Eq. (2.61)) como

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4}, \quad (2.63)$$

onde as duas formas são dadas, uma em termos do ganho da antena e, a outra, em termos da área da antena. As equações do radar (Eq. (2.61) e Eq. (2.63)) são equações gerais para ambos, alvos pontuais e para alvos distribuídos.

Pode-se, também, expressar a equação do radar na forma de relação sinal/ruído em potência. A potência, definida na Eq. (2.63), é a potência re-radiada pelo alvo e que é interceptada pela antena de área efetiva A_e , para fornecer sinal na saída da antena (entrada do receptor). O receptor é definido como sendo todos os elementos do sistema de recepção colocados além dos terminais da antena. O ruído de entrada do receptor é caracterizado por uma potência por unidade de largura de faixa em frequência $kT[W/Hz]$, onde $k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$ é a constante de Boltzmann e T é a temperatura absoluta. A temperatura T é o valor numérico selecionado tal que o produto kT é a densidade de potência espectral de ruído correta para o caso em questão, assumindo que as impedâncias do receptor e da antena estão casadas. A faixa de passagem do receptor, B , converte isso em uma potência de ruído $kTB[W]$. O sistema de recepção é caracterizado por um fator de ruído $F > 1$, que expressa a extensão na qual o ruído interno do receptor aumenta o aparente ruído de entrada do receptor. A SNR (em potência), na entrada do receptor, seria

$$SNR_i = \frac{P_t G A_e \sigma}{[(4\pi R^2)^2 F k T B]} \quad (2.64)$$

Nesta equação, assume-se que o receptor é sem ruído e tem um ganho, relativo à potência média, que é constante sobre a faixa de frequência do sinal. Este ganho é aplicado uniformemente a ambos, sinal de entrada e ruído de entrada. Por isso, a SNR na faixa de frequência do sinal é a mesma na saída assim como na entrada. Dessa forma, a SNR_i pode ser igualada à SNR_o que é requerida no ponto de detecção, para resultar na equação do radar

$$SNR_o = \frac{P_t G A_e \sigma}{[(4\pi R^2)^2 F k T B]} \quad (2.65)$$

Aqui, SNR_o é a SNR que foi especificada como requerida para operação confiável do radar. A equação pode, então, ser resolvida para qualquer um de seus parâmetros (geralmente, o alcance R), em termos dos outros, para determinar a capacidade operacional ou uma restrição do sistema.

Os termos da Eq. (2.65) podem ser brevemente explicados como segue. O primeiro parâmetro do lado direito é P_t , a potência média do transmissor entregue para

a antena, durante o tempo de um pulso de transmissão. Aquela potência, se radiada uniformemente em todas as direções do espaço, resultaria em uma densidade de potência (ou intensidade) $P_t/4\pi R^2$ (W/m^2) fluindo através da superfície de uma esfera no alcance R . O ganho da antena G na direção de seu feixe ajusta aquele valor de acordo com as propriedades de concentração da estrutura diretiva da antena, e leva em conta a perda de potência na estrutura da antena. A quantidade $P_t G$ é chamada de potência isotrópica efetivamente radiada.

Um alvo no feixe, em uma distância R , intercepta aquele fluxo de potência no espaço e espalha potência de volta para a antena. A quantidade de potência espalhada de volta é caracterizada por uma área (seção transversal) σ , devido ao alvo. É assumido que o alvo espalha potência isotropicamente. A potência interceptada $P_t G \sigma / 4\pi R^2$ (W), disponível para espalhamento isotrópico, cria na antena distante R do alvo, uma densidade de potência $P_t G \sigma / (4\pi R^2)^2$. Esta potência, espalhada de volta, é interceptada pela antena de área efetiva A_e , para fornecer a potência do sinal na saída da antena, dada na Eq. (2.63). Finalmente, o termo $FkTB$ define o ruído do sistema, resultando na equação do radar, Eq. (2.65).

CAPÍTULO 3

O PROCESSADOR SAR

3.1 Derivação do Filtro Casado

A equação do radar (Eq. (2.65)) indica que para haver detecção confiável de um alvo pelo radar, a potência transmitida deve ser suficientemente elevada para que o retorno do alvo ultrapasse o nível de ruído na recepção, fazendo com que a resposta do alvo possa ser distingüida do ruído médio. No entanto, para que a resolução do radar esteja dentro de padrões aceitáveis para fins de imageamento científico, o pulso do radar deve ter uma duração temporal bastante curta. Dessa forma, para atender aos requisitos de alta potência transmitida e alta resolução, seria necessário transmitir um pulso muito curto e com uma potência de pico muito alta, para ultrapassar o ruído na recepção, algo que é freqüentemente inconveniente na prática. Daí, é necessário recorrer a técnicas de compressão de pulso e filtragem casada, para atingir ambos os objetivos, potência de retorno superior ao ruído e alta resolução. O método utilizado consiste, basicamente, em transmitir um pulso mais longo com uma modulação em seu interior e, na recepção, efetuar uma compressão do pulso através da filtragem casada. O pulso comumente utilizado é o chamado pulso com gorjeio FM, cuja forma de onda é modulada em FM, de uma freqüência mais baixa para uma mais alta e, geralmente, ele tem amplitude constante. A Fig. 3.1 mostra a forma de onda do pulso de gorjeio FM.

O primeiro passo da análise é efetuar a maximização da SNR do radar através do processamento adequado dos sinais recebidos. Todo o desenvolvimento da Seção 2.3 considerava que o receptor não fazia nada mais sofisticado do que amplificar o sinal de entrada (e, também, o ruído), enquanto acrescentava sua própria contribuição de ruído no sistema. A função de transferência do receptor foi considerada como sendo constante dentro da faixa de freqüência apropriada ao sinal. Essa foi a premissa

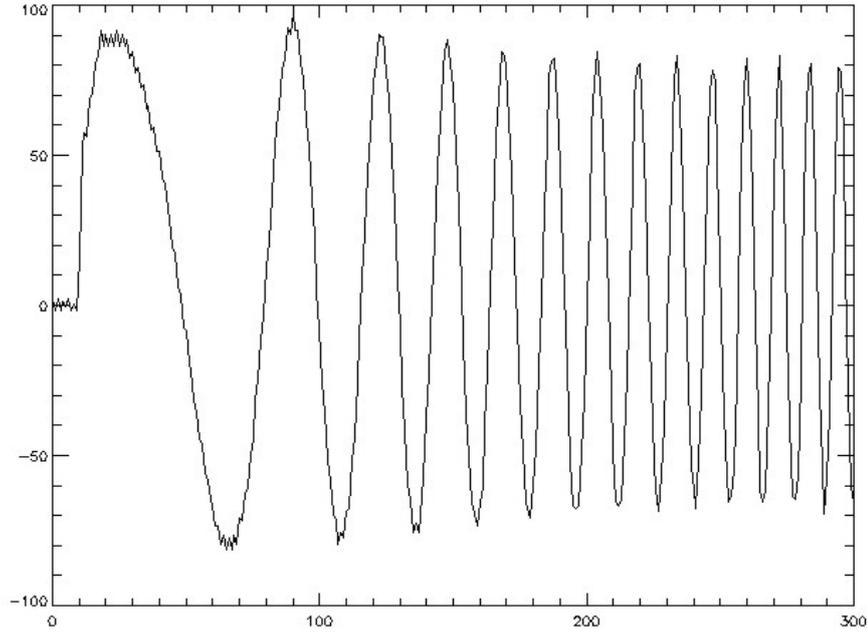


Figura 3.1: Forma de onda transmitida, o pulso com gorjeio FM

para o desenvolvimento da equação do radar Eq. (2.65). O principal objetivo do processamento dos sinais do radar é tornar o receptor mais efetivo na detecção de alvos do que um simples amplificador. O avanço fundamental, que resultou, foi o da compressão de pulso.

Para melhorar a detecção de alvos, North [7] considerou o problema de identificar a função de transferência do receptor que maximiza a SNR do radar, na resposta de um alvo pontual. Supõe-se que o radar transmite uma forma de onda $s(t)$, a qual é interceptada por um alvo a uma distância R e espalhada de volta para o receptor, onde ela chega com um tempo de atraso $\tau = 2R/c$. Assume-se a situação ideal em que, além de um atraso temporal, apenas a amplitude do pulso seria mudada nesse processo. A entrada do receptor, então, seria dada por

$$r(t) = \alpha s(t - \tau) + n(t), \quad (3.1)$$

onde $n(t)$ é o ruído total combinado, o qual é considerado como sendo um ruído

branco com densidade de potência espectral N [W/Hz] na faixa de passagem do receptor; e $\alpha s(t - \tau)$ é o sinal propriamente dito, recebido devido ao alvo que espalhou o sinal transmitido.

Assim, o sinal recebido pelo radar, na saída do receptor, pode ser separado em duas componentes

$$g_r(t) = g_s(t) + g_n(t), \quad (3.2)$$

onde $g_s(t)$ é a componente relativa ao sinal $\alpha s(t - \tau)$ na saída do receptor e $g_n(t)$ é a componente devido ao ruído $n(t)$.

O objetivo dessa análise é encontrar a função de transferência do receptor que maximiza a relação sinal/ruído do radar. Então, para esse objetivo, tem-se a liberdade de escolher a função de transferência $H(j\omega)$ do receptor, tal que o receptor seja um sistema qualquer, linear e invariante no tempo. Nesse sentido, para que o alvo possa ser identificado, e para que seja designado a ele sua distância R correta, deseja-se que a saída de potência deste receptor, no tempo τ , seja tão forte quanto possível, uma verdadeira protuberância no sinal, cercada pelo valor médio da potência do ruído. Não há interesse direto na saída de potência do receptor em um tempo diferente daquele em que o retorno do alvo é recebido.

Dessa forma, deseja-se obter a potência do sinal de retorno do radar (Eq. (3.2)) após sua passagem pelo receptor e relacioná-la com a potência do ruído no receptor. O sinal de retorno, devido ao espalhamento do sinal pelo alvo $g_s(t)$, e a função $g_n(t)$ são processos estocásticos estacionários relacionados com o sinal $\alpha s(t - \tau)$ e com o ruído $n(t)$, respectivamente. Dessa forma, pode-se escrever as potências médias desses sinais como sendo

$$\begin{aligned} \bar{P}_{g_s} &= E\{|g_s(t)|^2\} \\ \bar{P}_{g_n} &= E\{|g_n(t)|^2\} \\ \bar{P}_r &= \bar{P}_{g_s} + \bar{P}_{g_n} = E\{|g_s(t)|^2\} + E\{|g_n(t)|^2\}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde o operador $E\{\cdot\}$ é a esperança de uma variável aleatória.

No entanto, se, por simplificação, considera-se a função $g_s(t)$ como uma função

determinística, pode-se escrever que $E\{|g_s(t)|^2\} = |g_s(t)|^2$. Com essa simplificação, a Eq. (3.3) pode ser reescrita como

$$\bar{P}_r = |g_s(t)|^2 + E\{|g_n(t)|^2\} \quad (3.4)$$

Das Eqs. (3.3) e (3.4) pode-se relacionar a potência do sinal de retorno do radar (Eq. (3.2)) com a potência do ruído no receptor como

$$\begin{aligned} a = \frac{\bar{P}_r}{\bar{P}_{g_n}} &= \frac{|g_s(\tau)|^2 + E\{|g_n(\tau)|^2\}}{E\{|g_n(\tau)|^2\}} \\ &= \frac{|g_s(\tau)|^2}{E\{|g_n(\tau)|^2\}} + 1 = SNR_o + 1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Assim, para melhorar a detectabilidade de alvos, deve-se maximizar o fator a da Eq. (3.5), e o problema matemático a ser resolvido é, então, escolher a função de transferência $H(j\omega)$ do receptor do radar, tal que a quantidade da Eq. (3.5) seja maximizada.

Nessa análise, o radar é considerado um sistema linear invariante no tempo. A saída de um sistema desse tipo, cuja entrada é $f(t)$ e a função de transferência é $H(j\omega)$, é a convolução entre o sinal de entrada e a resposta ao impulso do sistema

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-t')f(t')dt', \quad (3.6)$$

onde $h(t)$ é a resposta ao impulso do sistema, ou seja, a transformada de Fourier inversa da função de transferência. Por isso, com o sinal $\alpha s(t-\tau)$ como entrada, tem-se o correspondente valor da saída

$$g_s(\tau) = \alpha \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau-t')s(t'-\tau)dt' \quad (3.7)$$

Considerando a entrada do receptor como sendo o ruído $n(t)$ e que esse sinal tem uma densidade de potência espectral $N/2$, então, como o receptor é um sistema linear e invariante no tempo, pode-se escrever a densidade espectral na sua saída, devido ao

ruído, como sendo

$$\begin{aligned} S_{g_n}(f) &= S_n(f) \cdot |H(f)|^2 \\ S_{g_n}(f) &= (N/2) \cdot |H(f)|^2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Da Eq. (3.8) e pela definição de densidade espectral de potência, a saída do receptor devido ao ruído $n(t)$, tem uma potência média dada por

$$\begin{aligned} \bar{P}_{g_n} = E\{|g_n(t)|^2\} &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{g_n}(f) df \\ &= (N/2) \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \end{aligned} \quad (3.9)$$

e, do teorema de Parseval (*Oppenheim* [23]), pode-se reescrever a Eq. (3.9) como

$$E\{|g_n(t)|^2\} = (N/2) \int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2 dt \quad (3.10)$$

Da Eq. (3.5), pode-se tomar a relação sinal ruído SNR_o como a quantidade a ser maximizada. Usando a Eq. (3.7) e Eq. (3.10), com uma mudança de variável de integração na primeira, tem-se

$$SNR_o = \frac{(2\alpha^2/N) \left| \int_{-\infty}^{\infty} h(t)s(-t)dt \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2 dt} \quad (3.11)$$

O procedimento mais simples nesse ponto é usar a inequação de Schwartz

$$\left| \int f_1(t)f_2^*(t)dt \right|^2 \leq \int |f_1(t)|^2 dt \int |f_2(t)|^2 dt \quad (3.12)$$

na qual a igualdade acontece se, e somente se, $f_1(t) = kf_2(t)$, com k uma constante arbitrária qualquer. Usando isto no numerador da Eq. (3.11), com $f_1 = h(t)$ e $f_2 = s^*(-t)$, tem-se, para qualquer escolha de $h(t)$, que

$$SNR_o \leq (2\alpha^2/N) \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = 2E/N, \quad (3.13)$$

onde E é a energia total do pulso recebido $\alpha s(t - \tau)$. Uma vez que a escolha

$h(t) = ks^*(-t)$ faz com que a SNR_o atinja o limite superior, esta escolha para a resposta em frequência do receptor maximiza a relação sinal ruído SNR do receptor. Como k é um valor arbitrário, pode-se escolher $k = 1$, e obter apenas

$$h(t) = s^*(-t) \quad (3.14)$$

E este é o filtro casado (Whalen [8]).

No domínio da frequência, o resultado da Eq. (3.14) pode ser expresso como

$$\begin{aligned} H(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s^*(-t) \exp(-j2\pi ft) dt = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t) \exp(j2\pi ft) dt \\ &= S^*(f) = A(f) \exp[-j\Psi(f)], \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde

$$S(f) = A(f) \exp[j\Psi(f)] \quad (3.16)$$

é o espectro do sinal transmitido $s(t)$.

A SNR de saída do filtro casado (Eq. (3.13)) é o valor instantâneo, precisamente no tempo de atraso τ do eco do alvo. Mas é a potência média daquela saída, durante o pulso, que é a quantidade que corresponde à potência média recebida na equação do radar. Aquela potência média corresponde a uma SNR de E/N , metade da SNR correspondente à potência de pico da saída senoidal do filtro casado.

A energia do sinal de entrada no filtro casado é

$$E = P_s \tau_p, \quad (3.17)$$

onde P_s é a potência média na duração do sinal τ_p .

Como o ruído tem uma densidade espectral de potência $N/2$, então, se a largura de faixa do ruído é B_n , pode-se escrever a potência média do ruído na entrada do filtro casado como sendo

$$P_n = NB_n \quad (3.18)$$

Das Eqs. (3.17) e (3.18), pode-se obter a SNR média obtida na saída do filtro

casado

$$SNR_o = E/N = P_s \tau_p / (P_n / B_n) = B_n \tau_p (P_s / P_n) = B_n \tau_p SNR_i \quad (3.19)$$

Assim, o filtro casado provoca um aumento na SNR igual ao produto da largura de faixa pelo tempo ($B_n \tau_p$) do pulso transmitido.

Assumindo o uso de um filtro casado no receptor, a equação do radar (Eq. (2.65)) torna-se

$$\begin{aligned} SNR_o &= B_n \tau_p P_t G A_e \sigma / [(4\pi R^2)^2 F k T B_n] \\ &= \tau_p P_t G A_e \sigma / [(4\pi R^2)^2 F k T] \\ &= E_t G A_e \sigma / [(4\pi R^2)^2 F k T] \end{aligned} \quad (3.20)$$

onde

$$E_t = P_t \tau_p \quad (3.21)$$

é a energia do pulso transmitido.

A Eq. (3.20) é a equação do radar com o uso do filtro casado. A grande vantagem introduzida pelo uso do filtro casado, até aqui, é que apenas a energia do pulso aparece na equação do radar com filtro casado (Eq. (3.20)), ao invés de potência e largura de faixa separadamente. Isso fornece um grau de liberdade a mais no projeto do sistema.

3.2 Resolução com o Filtro Casado

Nesta seção, deseja-se obter a resolução do sistema com a utilização do filtro casado e, também, quais as relações que advêm do uso desta técnica de processamento. Para determinar a resolução do sistema, deve-se encontrar a extensão em que um alvo pontual no espaço está espalhado no sinal de retorno do radar. Na ausência de um processamento de sinais, um alvo pontual produz uma resposta na saída do receptor que é, essencialmente, a história temporal da potência média de um pulso transmitido, o qual tem uma largura τ_p . Dessa forma, dois alvos pontuais separados em alcance inclinado por menos que $\Delta R_s = c\tau_p/2$, produzirão saídas no receptor que estão sobrepostas no tempo. Tal resposta é impossível de ser distingüida de um

retorno devido a um simples alvo com uma extensão espacial maior que um ponto. Desta forma, não se pode garantir que dois alvos distantes entre si, na linha de alcance, de menos do que $c\tau_p/2$ serão distingüidos como dois alvos distintos. Este é o limite de resolução do sistema de radar sem o uso de filtro casado.

Por outro lado, supõe-se agora que um filtro casado é usado e que o radar transmite um sinal $s(t)$. Para simplificar a análise, admite-se que o sinal de retorno do alvo, que é a entrada do filtro casado, é simplesmente o pulso transmitido com uma atenuação e um atraso temporal. Um alvo pontual isolado irá produzir uma resposta da forma $s(t - \tau)$ na entrada do filtro, onde $\tau = 2R/c$ é o tempo de atraso desde a transmissão devido à propagação do pulso em uma distância $2R$.

A saída do filtro é, então, a convolução desse sinal de entrada com a resposta ao impulso $h(t) = s^*(-t)$ do filtro:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(t - t')s(t' - \tau)dt' = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t' - t)s(t' - \tau)dt' \quad (3.22)$$

Deslocando a origem, para centrar a resposta no tempo τ , e efetuando uma mudança de variável, tem-se a saída do filtro como

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t' - t)s(t')dt' \quad (3.23)$$

Usando a relação de Parseval (*Oppenheim* [23]), obtém-se

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 \exp(-j2\pi ft)df \quad (3.24)$$

Esta função é a resposta do filtro casado a um alvo pontual e, portanto, sua largura temporal controla a capacidade de resolução de alvos do sistema. Esta largura depende do pulso transmitido.

O pulso transmitido será um pulso com gorjeio FM da forma

$$s(t) = \text{rect}(t/T)\cos(\omega_0 t + \frac{1}{2}at^2), \quad (3.25)$$

onde a função $rect(t/T)$ é definida como

$$rect(t/T) = \begin{cases} 1 & \text{se } -(T/2) < t < (T/2) \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.26)$$

Então, o filtro casado associado com o sinal transmitido (Eq. (3.25)) tem a resposta ao impulso dada por

$$h(t) = K rect(t/T) \cos(\omega_0 t - \frac{1}{2}at^2), \quad (3.27)$$

onde a constante K é selecionada de tal forma que o filtro tenha ganho unitário na sua frequência central.

A saída do filtro casado é a convolução entre o sinal recebido e a resposta ao impulso do filtro. Assim, da Eq. (3.23) pode-se escrever essa saída como

$$g(t) = \frac{K}{at} \sin \left[\frac{at}{2}(T - |t|) \right] \cos \omega_0 t, \quad -T < t < T \quad (3.28)$$

No entanto, a saída da Eq. (3.28) está na frequência da portadora. Assim, depois que essa saída for detectada, o termo do cosseno da frequência da portadora desaparece, de forma que aquela equação pode ser reescrita como

$$g_d(t) = \frac{K}{2} \frac{\sin [(at/2)(T - |t|)]}{at/2}, \quad -T < t < T \quad (3.29)$$

Mas, a tensão detectada pelo receptor (Eq. (3.29)) é da forma $(\sin x)/x$ e pode ser colocada em uma forma melhor, notando que o fator a é a razão de variação do pulso de FM

$$a = \frac{\Delta\omega}{\Delta T} = \frac{2\pi B}{T} \quad (3.30)$$

Aplicando isto aos termos linear e quadrático do seno da Eq. (3.29), obtém-se

$$\begin{aligned} \frac{aTt}{2} &= \pi Bt \\ \frac{at^2}{2} &= \frac{\pi Bt^2}{T} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Entretanto, para valores altos do produto BT , o termo quadrático é pequeno, próximo à origem, quando comparado ao termo linear, de forma que pode-se desprezar o termo quadrático no cálculo do primeiro zero da função da Eq. (3.29). Assim, sabendo que o primeiro zero da Eq. (3.29) ocorre quando o operando do termo em seno é igual à π ; então, pode-se escrever que o tempo do primeiro nulo da função é dado por

$$\begin{aligned}\pi B t_1 &= \pi \\ t_1 &= 1/B\end{aligned}\tag{3.32}$$

E isto significa que a largura temporal da saída do filtro casado, entre os primeiros zeros de cada lado do valor máximo, é $2/B$.

A análise feita acima, mostra que o pulso com gorjeio FM, junto com o filtro casado no receptor, efetuam uma conversão de um pulso de duração T para um pulso curto na saída do filtro que tem uma duração efetiva $1/B$, onde B é a largura de faixa em freqüência do pulso transmitido. E, dessa forma, com a utilização do filtro casado, a resolução temporal na saída do filtro não se relaciona com a largura do pulso de entrada, mas apenas com a largura de faixa do pulso transmitido. Sem o processamento de sinais, a resolução temporal obtida seria igual à duração do pulso, porém, utilizando a filtragem casada no receptor, a resolução temporal obtida é de $1/B$. Esta resolução poderia ser obtida com um pulso bastante curto e sem gorjeio, porém a amplitude necessária seria muito maior do que com a utilização do gorjeio. Isso acontece porque, com a utilização do filtro casado e do pulso de gorjeio FM, há um aumento de \sqrt{BT} no valor máximo da amplitude do sinal na saída do receptor, pois a amplitude máxima na saída do filtro casado é

$$\begin{aligned}amplitude &= \lim_{t \rightarrow 0} \frac{K \sin at(T - |t|)/2}{2 \frac{at}{2}} = \frac{KT}{2} = \sqrt{\frac{2a}{\pi} \frac{T}{2}} = \sqrt{\frac{4BT}{T}} \\ &= \sqrt{BT},\end{aligned}\tag{3.33}$$

onde foi utilizado o valor $K = \sqrt{2a/\pi}$, que é o valor para o qual o ganho do filtro é unitário em sua freqüência central ($H(\omega_0) = 1$). Dessa forma, a razão de compressão

de pulso, obtida com o processamento por filtro casado, é o produto largura de faixa-tempo (BT) do pulso transmitido.

Nesse sentido, o ponto importante a se destacar nessa análise é que o uso do filtro casado, além de melhorar a detectabilidade do alvo, pela maximização da SNR na saída do receptor, desacopla a relação entre resolução em alcance e comprimento do pulso de transmissão. Dessa forma, pulsos longos com potências médias toleráveis podem ser usados para obter uma alta energia $E = P_s \tau_p$ para satisfazer as restrições de detectabilidade (boa SNR), enquanto, ao mesmo tempo, uma grande largura de faixa em frequência pode ser usada para obter uma boa resolução.

3.3 Compressão de Pulso

Pode-se provar que a filtragem casada realiza a compressão de pulso necessária para uma boa resolução, e maximiza a relação sinal/ruído do radar, melhorando a detectabilidade de alvos. Como discutido na Seção 3.2, o filtro casado realiza uma compressão de pulsos de magnitude constante no espectro na razão do produto da largura de faixa em frequência com o tempo, $B\tau_p$. Este é o caso para o pulso de FM linear. O uso do filtro casado tem dois objetivos: maximizar a SNR do sinal, para melhorar a detectabilidade do alvo, e melhorar a resolução do radar através da compressão do pulso.

Se a forma de onda do sinal transmitido $s(t)$ tem um espectro

$$S(f) = A(f) \exp[j\Psi(f)] \quad (3.34)$$

então o filtro casado, como definido na Eq. (3.15) é

$$H(j\omega) = S^*(f) = A(f) \exp[-j\Psi(f)], \quad (3.35)$$

enquanto o filtro de compressão de pulso genérico é

$$H(j\omega) = 1/S(f) = [1/A(f)] \exp[-j\Psi(f)], \quad A(f) \neq 0 \quad (3.36)$$

Pelas Eqs. (3.35) e (3.36), que definem o filtro casado e o filtro de compressão de pulso, respectivamente, se $A(f) = 1$ dentro da faixa de frequência do sinal, ou ao menos $A(f) = \text{constante}$, os dois filtros são idênticos.

3.4 SAR como um Correlacionador

Uma outra maneira de entender o processamento de sinais efetuado no SAR é considerá-lo um sistema correlacionador. A Fig. 3.2 mostra o esquema básico para considerar o SAR como um dispositivo correlacionador. No processamento SAR, a saída do receptor $v_s(t)$ é a entrada do filtro casado, cuja resposta em frequência é o complexo conjugado do espectro do sinal Doppler de um alvo pontual. O sinal de saída é, então, a convolução do sinal de entrada com a resposta ao impulso do filtro. Uma maneira equivalente de analisar esse processador é considerá-lo como um dispositivo correlacionador, o qual faz uma correlação do sinal recebido com uma função de referência $v_r(t)$. No correlacionador, quando os dois sinais são coincidentes no tempo e têm a mesma forma de onda, a correlação é máxima. Por isso a saída do correlacionador é maximizada para um alvo localizado em um ponto para o qual a função de referência é designada, e outros alvos são discriminados. Essa operação pode ser entendida como segue; suponha que o sinal recebido é

$$v_s(t) = e^{j\phi(t)} \quad (3.37)$$

A fase do sinal recebido é a integral, no tempo, das frequências angulares associadas com a portadora e o deslocamento Doppler, dada por

$$\phi = \int (\omega_c + \omega_D) dt = \omega_c t + \int \frac{4\pi u x}{\lambda R} dt, \quad (3.38)$$

onde x é o deslocamento na direção da linha de vôo entre o radar e o alvo. Esse deslocamento varia linearmente com o tempo, ou seja,

$$x = ut \quad (3.39)$$

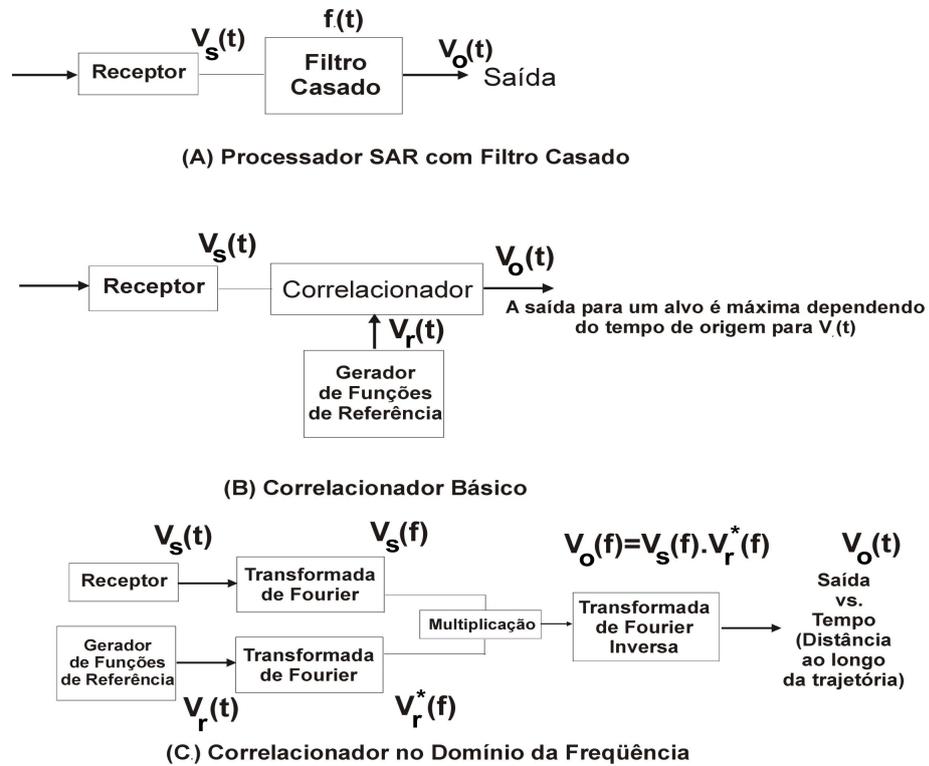


Figura 3.2: Diagrama de blocos para o correlacionador

A expressão resultante para a fase é

$$\phi = \omega_c t + \frac{2\pi u^2 t^2}{\lambda R} \quad (3.40)$$

Conseqüentemente, ignorando o termo com a frequência da portadora, pode-se reescrever para o sinal

$$v_s(t) = e^{j2\pi u^2 t^2 / \lambda R} \quad (3.41)$$

Esta é a expressão associada com um alvo cuja coordenada x é zero, isto é, a origem de tempo é escolhida como o instante em que o radar fica alinhado perpendicularmente com o alvo. A função de referência apropriada, para um alvo pontual nesta localização, é

$$v_r(t) = e^{j2\pi u^2 t^2 / \lambda R}, \quad (3.42)$$

a qual, obviamente, é idêntica à $v_s(t)$. A saída do correlacionador é

$$v_O(t_r) = \int_{-T_a/2}^{T_a/2} v_s(t) v_r^*(t + t_r) dt, \quad (3.43)$$

onde t_r é o deslocamento entre a referência usada e a referência para o alvo, em $x = 0$. O complexo conjugado deve ser usado, quando os sinais são expressos na forma complexa, como nas Eqs. (3.41) e (3.42). Substituindo os valores de (3.41) e (3.42) em (3.43) obtém-se

$$v_O(t_r) = \int_{-T_a/2}^{T_a/2} e^{-j(2\pi u^2/\lambda R)(2t_r t + t_r^2)} dt, \quad (3.44)$$

que pode ser simplificada para

$$v_O(t_r) = e^{-j2\pi u^2 t_r^2/\lambda R} \int_{-T_a/2}^{T_a/2} e^{-j(4\pi u^2 t_r/\lambda R)t} dt \quad (3.45)$$

Note que os limites da integral correspondem ao tempo de iluminação do alvo pelo feixe da antena, já que a duração total desta iluminação é T_a . A duração da função de referência é assumida ser longa o suficiente tal que ela não afeta os limites da integral. Quando esta integral é calculada, o resultado é

$$v_O(t_r) = e^{-j2\pi(u t_r)^2/\lambda R} \frac{T_a \sin\left(\frac{2\pi u^2 T_a t_r}{\lambda R}\right)}{2 \frac{\pi u^2 T_a t_r}{\lambda R}} \quad (3.46)$$

Dessa forma, a saída do correlacionador é máxima quando $t_r = 0$ (quando a função de referência e o alvo estão alinhados perpendicularmente), e a saída varia com $(\sin x)/x$. Assim, a saída para um alvo localizado bem longe da origem é pequena. Por outro lado, a saída para um alvo localizado na origem seria pequena, se a função de referência estivesse centrada no tempo errado.

Claramente, se o SAR é usado para detectar um grande número de alvos, muitas funções de referência devem ser fornecidas. Um meio de evitar isto é efetuar a correlação no domínio da frequência, como indicado na Fig. 3.2(c). Aqui a função de referência e a saída do receptor passam pela transformada de Fourier, as transformadas de Fourier são multiplicadas e a função no domínio da frequência resultante

é convertida por uma transformada de Fourier inversa em uma forma de onda de saída. Para um único alvo, o tempo em que a forma de onda da saída tem seu máximo depende de sua localização, e para múltiplos alvos, a saída da transformada de Fourier inversa é uma seqüência, com o tempo para cada alvo correspondendo à sua localização. Assim, com este sistema, não é necessário utilizar múltiplas funções de referência.

CAPÍTULO 4

PROCESSO DE FORMAÇÃO DA IMAGEM SAR

A imagem do terreno obtida pelo radar nada mais é do que um mapeamento do coeficiente de espalhamento de retorno ($\sigma^0(R)$) do terreno. Usando o radar e o sistema de processamento, deseja-se reconstruir esse coeficiente tão próximo quanto possível. A seguir, deseja-se obter uma expressão para o coeficiente de espalhamento de retorno $\sigma^0(R)$ do terreno e, depois, demonstrando a linearidade do sistema do radar, relacionar o processamento, por compressão de pulso com um procedimento geral da teoria de sistemas lineares.

4.1 A Seção Transversal do Alvo

A seção transversal do alvo σ expressa a capacidade do alvo de espalhar de volta para o radar a energia incidente sobre ele. Ela se relaciona com a intensidade de potência recebida pela antena do radar de acordo com a expressão da Eq. (2.60). Por outro lado, o valor de σ só pode ser calculado analiticamente para alvos com formatos muito simples. Para alvos com formatos diferentes de uma esfera, σ depende fortemente do ângulo entre o alvo e o feixe do radar.

Mas pode-se utilizar o artifício de associar para cada elemento dA do alvo estendido (terreno, superfície do mar, etc.) um valor local de σ . Desta forma, é possível obter a seção transversal para um elemento de terreno específico como sendo

$$\sigma_0 = \sigma/dA \tag{4.1}$$

Esta quantidade σ_0 geralmente depende do comprimento de onda e do ângulo com o qual cada elemento de terreno é visto. Além disso, a seção transversal σ_0 , para um elemento de terreno, é considerada uma variável aleatória, pois exceto em situações ideais, haverá diferentes configurações dos espalhadores elementares em cada elemento

de terreno dA de uma grande região homogênea. Assim, o valor de σ_0 , tomado de uma coleção de elementos de terreno similares, não será constante, mas, ao contrário, aparecerá como múltiplas realizações de uma variável aleatória. A implicação disto é que, geralmente, é improdutiva a tentativa de se definir um único coeficiente de espalhamento de retorno determinístico para cada elemento de terreno e replicar o mapa de σ_0 do terreno em uma imagem SAR. Até mesmo se um elemento de terreno dA contivesse um, ou alguns poucos, centros pontuais dominantes de espalhamento, de forma que um único valor determinístico de σ_0 pudesse ser aplicado, a dependência do ângulo de visada pode fazer σ_0 mudar de forma aleatória durante o curso da abertura sintética.

Considerando uma região da superfície da Terra que se deseja imagear utilizando o SAR, a menor área dA daquela superfície que deve ser considerada, para estimar σ_0 , é da ordem da célula de resolução da imagem SAR. Entretanto, geralmente essa célula será grande o suficiente para englobar muitos centros de espalhamento do sinal, cada um da ordem do comprimento de onda da portadora do radar, e cada um dos quais responde de forma diferente ao vetor do campo elétrico incidente vindo do transmissor do radar. Dessa forma, é a superposição, no receptor, das respostas provenientes da região dA aos fasores de campo elétrico, vindos do transmissor, que determina a tensão de entrada no receptor, e, assim, a seção transversal σ_0 daquele elemento dA .

As respostas em tensão do espalhamento de retorno, devido a diferentes elementos de terreno isolados, podem ser modeladas como variáveis aleatórias. E, uma vez que até mesmo dois elementos de terreno bastante similares são, geralmente, fisicamente diferentes na escala do comprimento de onda do radar, os campos elétricos espalhados pelos dois elementos podem ser tomados como variáveis aleatórias independentes. Como uma consequência desta independência, a potência média do receptor para um simples pulso, iluminando uma grande região do terreno, pode ser tomada como a soma das potências médias que teriam resultado se cada elemento de terreno fosse iluminado pelo radar isoladamente (superposição de potência).

Usando a definição da Eq. (4.1) e a Eq. (2.60), a intensidade de potência do espalhamento de retorno na antena, para um único elemento de terreno na direção

(θ, ϕ) a partir do radar, é

$$dI_{rec} = [\sigma_0(\theta, \phi)I(R, \theta, \phi)/4\pi R^2]dA, \quad (4.2)$$

onde $I(R, \theta, \phi)$ é a intensidade de potência transmitida pelo radar.

A partir da Eq. (4.2) e usando o conceito de superposição de potência, a intensidade média de potência recebida, para um único pulso do radar, é

$$\bar{I}_{rec} = \int [\bar{\sigma}_0(\theta, \phi)I(R, \theta, \phi)/4\pi R^2]dA, \quad (4.3)$$

onde $\bar{\sigma}_0(\theta, \phi)$ é a média global de σ_0 em cada célula particular dA . Convencionalmente, a esta média global é dado o símbolo σ^0 e ela é definida como sendo

$$\sigma^0(\theta, \phi) = E \{ \sigma_0(\theta, \phi) \}, \quad (4.4)$$

onde o operador $E\{.\}$ representa a esperança de uma variável aleatória.

Assim, o objetivo do processamento efetuado nos sinais do radar é encontrar o mapa do coeficiente de espalhamento de retorno ($\sigma^0(\theta, \phi)$) do terreno, pois, na verdade, esse mapa é a imagem do terreno que pode ser obtida com o SAR. Usando o radar e o sistema de processamento, deseja-se reconstruir esse mapa da forma mais exata possível.

Se alguma região do terreno iluminado é razoavelmente homogênea sobre várias centenas de elementos de resolução (por exemplo, campos de trigo, superfície do mar, etc.), o coeficiente de espalhamento de retorno médio σ^0 pode ser assumido constante naquele segmento da imagem. E, então, a expressão da Eq. (4.3), para a intensidade média, pode ser reescrita como

$$\bar{I}_{rec} = \sigma^0 \int (I/4\pi R^2)dA \quad (4.5)$$

4.2 O Radar como um Sistema Linear

Deseja-se, agora, relacionar o processamento, utilizando a técnica de compressão de pulso, com um procedimento geral na teoria de sistemas lineares. Para tanto, deve-se inverter a resposta ao impulso do sistema, utilizando a função de Green do sistema dinâmico e seu operador inverso. Mas um requisito é que o sistema em questão seja linear (não necessariamente invariante no tempo).

Os sistemas de radares são projetados para serem lineares nas várias formas de onda. Como resultado, todas as operações em um radar de imageamento, e no seu processador de sinais associado, são projetadas para ser estritamente lineares. A operação de formação da imagem através da saída do processador é a única exceção.

Uma vez que as equações do campo eletromagnético são lineares na amplitude do campo, ao invés de na potência, é mais apropriado trabalhar com a tensão recebida do que com a potência. Para tanto, deseja-se descrever o alvo em termos de seu efeito no campo elétrico, ao contrário do seu efeito na potência média.

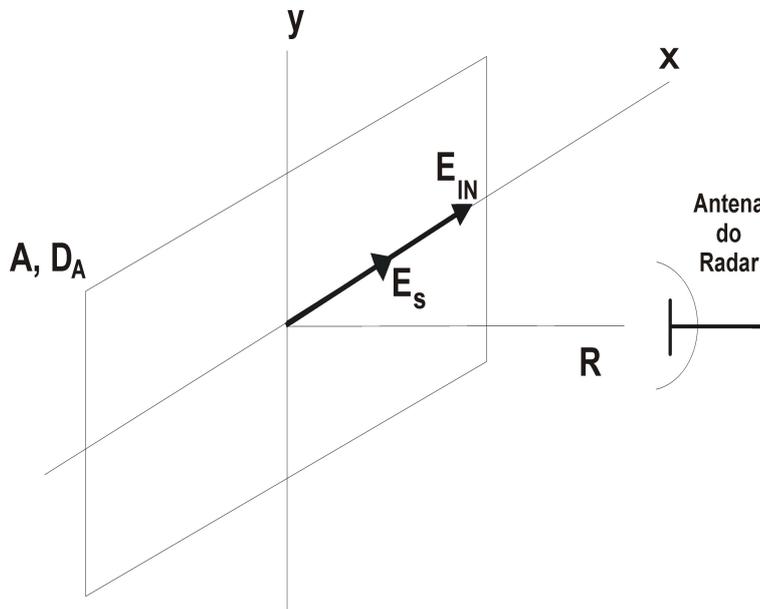


Figura 4.1: Ilustração de um elemento de terreno de área A iluminado por um campo elétrico incidente E_{in}

Considere um alvo de área A , planar, e normal ao centro do feixe do radar

(Fig. 4.1). $E_{in}(x, y)$ é o fasor do campo elétrico incidente em algum ponto de A , e $E_s(x, y)$ é o campo refletido correspondente. O campo elétrico espalhado E_s age como se fosse uma iluminação secundária proveniente da abertura A (elemento do terreno), com diretividade D_A . Por simplicidade, e de acordo com a prática usual em aplicações SAR, assume-se que o campo radiado pela antena é polarizado linearmente, ou seja, o vetor do campo elétrico tem uma direção espacial constante. Assim, assume-se, também, que o campo refletido é polarizado na mesma direção do campo incidente, e seu fasor é

$$E_s(x, y) = \zeta(x, y)E_{in}(x, y) \quad (4.6)$$

onde $\zeta(x, y)$ é o coeficiente de reflexão de Fresnel do elemento de superfície, o qual não tem dimensão e pode ser complexo. Esse coeficiente é determinado pela constante dielétrica da superfície refletora. E, diferentemente do coeficiente de espalhamento de volta σ_0 , que, como mostrado na Seção 4.1, está associado com a potência que o alvo espalha de volta para o radar, o coeficiente de reflexão de Fresnel ζ está associado com a tensão que é refletida pelo alvo. Na verdade, o coeficiente complexo de reflexão ζ é a imagem complexa do terreno iluminado pelo SAR.

Deseja-se, agora, obter o campo elétrico em uma região próxima à antena receptora do radar, a partir do campo elétrico espalhado pelo alvo $E_s(x, y)$, localizado na superfície planar A da Fig. 4.2. Assim, o campo elétrico próximo à antena receptora distante R da superfície A , e que espalha o campo incidente, é dado pela integral de difração (Silver [9])

$$E(\mathbf{R}) = \frac{1}{4\pi} \int_A E_s(x, y) [\exp(-jk_\lambda r)/r] \times [(jk_\lambda + 1/r)\hat{\mathbf{z}} \cdot \hat{\mathbf{r}} + jk_\lambda \hat{\mathbf{z}} \cdot \hat{\mathbf{s}}] dA \quad (4.7)$$

onde $k_\lambda = 2\pi/\lambda$ é o número de onda da portadora e os vetores $\hat{\mathbf{z}}$, $\hat{\mathbf{r}}$ são vetores unitários ao longo do eixo z e do vetor posição r na Fig. 4.2, respectivamente. E $\hat{\mathbf{s}}$ é o vetor unitário ao longo do gradiente espacial da fase do campo elétrico $E_s(x, y)$ através da abertura planar A . Além disso, a direção do vetor campo elétrico na posição \mathbf{R} é a mesma de sua direção na superfície planar A (a abertura A), uma vez que considera-se propagação no espaço livre.

Assim, a integral de difração da Eq. (4.7) expressa o campo elétrico em um ponto

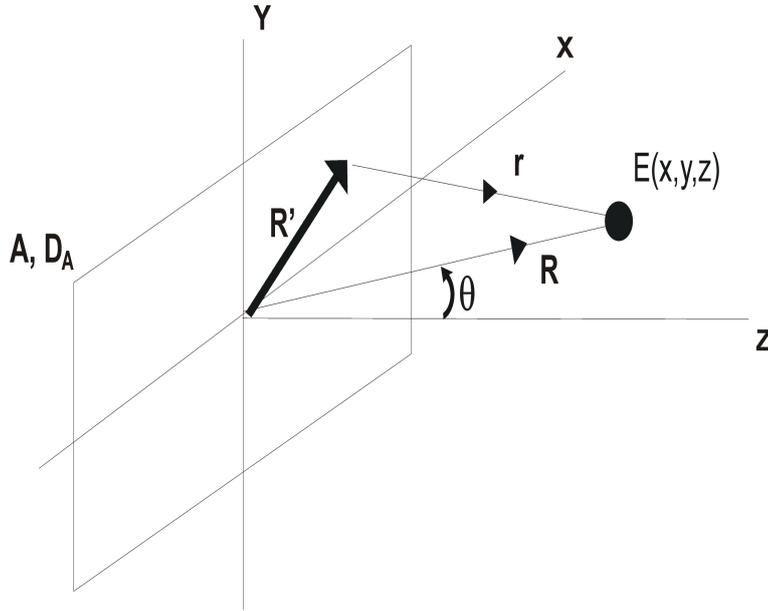


Figura 4.2: Geometria para o cálculo do campo elétrico devido ao espalhamento num alvo estendido, com uma superfície planar A

arbitrário \mathbf{R} do espaço em termos de seu valor na superfície plana A , que representa um alvo estendido qualquer. No entanto, para trabalhar com a integral de difração (Eq. (4.7)), é conveniente fazer várias aproximações. Se o campo elétrico através da abertura A tem fase constante, então $\hat{\mathbf{s}}$ é constante e indica a direção do feixe radiado pela antena, ou seja, $\hat{\mathbf{s}} = \hat{\mathbf{z}}$. Além disso, se a distância r de interesse, do campo elétrico a partir da abertura A , é aumentada de alguns comprimentos de onda, então entra-se na região de Fresnel. Aqui, assume-se que $r \gg \lambda$, de forma que pode-se dizer que $1/r \gg k_\lambda$. E, ainda, assume-se que $\hat{\mathbf{z}} \cdot \hat{\mathbf{r}} = 1$.

Dessa forma, as aproximações feitas são as seguintes

$$r \gg \lambda, \quad \hat{\mathbf{z}} \cdot \hat{\mathbf{r}} = 1 \quad \hat{\mathbf{s}} = \hat{\mathbf{z}} \quad (4.8)$$

E, com essas aproximações, a integral de difração da Eq. (4.7) pode ser reescrita como

$$E_{rec} = E(\mathbf{R}) = (jk_\lambda/2\pi) \int_A E_s(x, y) [\exp(-jk_\lambda r)/r] dA \quad (4.9)$$

e essa equação fornece o campo elétrico recebido na antena do radar.

Mas o fasor do campo elétrico incidente na superfície planar A pode ser escrito em termos da potência transmitida e do ganho da antena como

$$\begin{aligned} E_{in} &= \left(\frac{P_t Z_0 G^t}{4\pi r^2} \right)^{1/2} [\exp(-jk_\lambda r)] \\ E_{in} &= \left(\frac{P_t Z_0 G^t}{4\pi} \right)^{1/2} [\exp(-jk_\lambda r)/r] \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde foi considerada propagação no espaço livre, em que a impedância é $Z_0 = \sqrt{(\mu_0/\epsilon_0)}$.

Substituindo a Eq. (4.10) em (4.6), obtém-se

$$E_s(x, y) = \zeta(x, y) \left(\frac{P_t Z_0 G^t}{4\pi} \right)^{1/2} [\exp(-jk_\lambda r)/r] \quad (4.11)$$

E substituindo a Eq. (4.11) em (4.9), resulta em

$$E_{rec} = (jk_\lambda/2\pi)(P_t Z_0 G^t/4\pi)^{1/2} \int_A \zeta(\mathbf{R}') [\exp(-j2k_\lambda r)/r^2] dA' \quad (4.12)$$

Pela Fig. 4.2, observa-se que

$$r = |\mathbf{R} - \mathbf{R}'| \quad (4.13)$$

A Eq. (4.12) pode ser entendida como uma convolução entre o coeficiente de refletividade do alvo (ou terreno) $\zeta(\mathbf{R}')$ com a função de Green (resposta ao impulso)

$$h(\mathbf{R}|\mathbf{R}') = c(jk_\lambda/2\pi)(P_t Z_0 G^t/4\pi)^{1/2} \exp[-j2k_\lambda |\mathbf{R} - \mathbf{R}'|]/|\mathbf{R} - \mathbf{R}'|^2, \quad (4.14)$$

onde c é uma constante qualquer.

Dessa forma, é através da Eq. (4.12) que o sinal observável pelo radar E_{rec} é linearmente relacionado com $\zeta(\mathbf{R})$, que é o elemento de imagem complexa do terreno. Assim, a imagem que é obtida com o SAR é, na verdade, a imagem complexa $\zeta(\mathbf{R})$ e o que o processador faz é obter essa imagem a partir do sinal que pode ser observado no receptor E_{rec} .

Neste ponto, é importante relacionar o coeficiente de espalhamento de retorno σ_0 da superfície com o coeficiente complexo de reflexão de Fresnel ζ , e deve-se lembrar que o primeiro está associado com potência e o segundo com tensão. Pela Fig. 4.2, se o alvo possui coordenada $\theta = 0$, então o termo r é igual à R , na Fig. 4.2, e, assim, esse termo é independente das coordenadas x e y e pode ser colocado para fora da integral da Eq. (4.9). Dessa forma, pode-se reescrever essa equação como

$$E_{rec} = (jk_\lambda/2\pi R) \exp(-jk_\lambda R) \int_A E_s(x, y) dA \quad (4.15)$$

E, assim, lembrando que $k_\lambda = 2\pi/\lambda$ pode-se escrever

$$|E_{rec}|^2 = (1/\lambda R)^2 \left| \int_A E_s(x, y) dx dy \right|^2 \quad (4.16)$$

Introduz-se agora o conceito de diretividade D_A de uma região do terreno, que é considerado como uma abertura sobre a qual o campo E_s é refletido

$$D_A = (4\pi/\lambda^2) \frac{\left| \int_A E_s(x, y) dx dy \right|^2}{\int_A |E_s(x, y)|^2 dx dy} \quad (4.17)$$

Então, da Eq. (4.17) pode-se obter a seguinte relação

$$\left| \int_A E_s(x, y) dx dy \right|^2 = (\lambda^2/4\pi) D_A \int_A |E_s(x, y)|^2 dx dy \quad (4.18)$$

Utilizando a Eq. (4.18), a Eq. (4.16) pode ser reescrita como

$$|E_{rec}|^2 = (1/4\pi R^2) D_A \int_A |E_s(\mathbf{R}')|^2 dA' \quad (4.19)$$

Mas, da Eq. (4.6), pode-se escrever

$$|E_s(\mathbf{R}')|^2 = |\zeta(\mathbf{R}')|^2 |E_{in}(\mathbf{R}')|^2 \quad (4.20)$$

Da Eq. (4.20) e reconhecendo que a intensidade de potência pode ser escrita como $I = |E|^2/Z_0$, então, a partir da Eq. (4.19), pode-se escrever a intensidade de potência

eletromagnética na antena receptora, como sendo

$$I_{rec} = (D_A I_A / 4\pi R^2) \int_A |\zeta(\mathbf{R}')|^2 dA', \quad (4.21)$$

onde $I_A = |E_{in}|^2 / Z_0$ e foi considerada que a iluminação eletromagnética E_{in} que atinge o terreno, é constante sobre a área em questão.

Mas, a partir da Eq. (4.3), e considerando novamente uma iluminação I_A constante atingindo o terreno, pode-se relacionar a intensidade de potência recebida com o coeficiente de espalhamento de retorno, como

$$I_{rec} = (I_A / 4\pi R^2) \int_A \sigma_0(\mathbf{R}') dA' \quad (4.22)$$

Assim, comparando as Eqs. (4.21) e (4.22), obtém-se

$$\int_A \sigma_0(\mathbf{R}') dA' = D_A \int_A |\zeta(\mathbf{R}')|^2 dA' \quad (4.23)$$

Se for considerado o caso idealizado, em que o coeficiente de refletividade $\zeta(\mathbf{R}')$ é constante, ou seja, se for considerado o caso de reflexão especular, então, a Eq. (4.23) pode ser reescrita como

$$\sigma_0 = D_A |\zeta|^2, \quad (4.24)$$

que fornece uma relação entre o coeficiente de espalhamento de retorno e o coeficiente de reflexão de Fresnel.

No entanto, uma relação mais geral pode ser escrita, a partir da Eq. (4.23), se forem considerados os valores médios dos coeficientes de espalhamento de retorno e de reflexão. Então, daí, pode-se obter a seguinte relação

$$\sigma^0(\mathbf{R}) = E \{ D_A |\zeta(\mathbf{R})|^2 \} \quad (4.25)$$

Mas, como a diretividade D_A depende da estrutura detalhada do terreno, o coeficiente de espalhamento de retorno é, simplesmente, tomado como

$$\sigma^0(\mathbf{R}) = E \{ |\zeta(\mathbf{R})|^2 \} \quad (4.26)$$

E é o coeficiente $\sigma^0(\mathbf{R})$, que é a imagem do terreno. Utilizando o radar e o processamento dos sinais, deseja-se construir um mapa desse coeficiente no terreno iluminado pelo SAR. Para obter esse mapa, primeiro forma-se aproximações para $\zeta(\mathbf{R})$, que é chamado de imagem complexa, e, a partir disso, constrói-se uma estimativa estatística de sua média quadrática. E essa estimativa é tomada como a imagem real $\sigma^0(\mathbf{R})$.

4.3 Compressão de Pulso e a Função de Green Inversa

Para expressar a operação efetuada no processador em termos de teoria de sistemas lineares, deve-se obter a função de Green inversa e relacioná-la com a compressão de pulso (ou filtragem casada), efetuada no processador de sinais do SAR.

Para o caso de alvos estendidos, o objetivo do processamento SAR é obter a imagem complexa, ou seja, a distribuição de refletividade complexa $\zeta(\mathbf{R}')$ do alvo, a partir dos fasores de tensão observados no receptor

$$\hat{v}_r(\mathbf{R}) = aE_{\text{rec}}(\mathbf{R}), \quad (4.27)$$

onde a é um sistema constante que será incorporado na função de Green, Eq. (4.14). Das Eqs. (4.12) e (4.14), pode-se escrever o fasor de tensão do receptor como a convolução

$$\hat{v}_r(\mathbf{R}) = \int_A h(\mathbf{R}|\mathbf{R}')\zeta(\mathbf{R}')dA' \quad (4.28)$$

Esta convolução $\hat{v}_r(\mathbf{R})$ é, geralmente, bidimensional, com uma dimensão de \mathbf{R} sendo o tempo durante cada pulso do radar, e, a outra sendo, a posição do radar ao longo de sua trajetória de movimento.

Inicialmente, considera-se o caso unidimensional

$$\hat{v}_r(R) = \int_{-\infty}^{\infty} h(R|R')\zeta(R')dR', \quad (4.29)$$

onde $R = c\tau/2$ e o intervalo de integração é limitado pelo tempo finito de cobertura do alvo pelo feixe do radar. Deseja-se determinar a imagem complexa $\zeta(R')$, dado que se conhece o sinal $\hat{v}_r(R)$ e a resposta ao impulso $h(R|R')$. Note que, se $\zeta = \delta(R' - R_0)$

representa um alvo pontual unitário a uma distância R_0 , onde δ é a função Delta de Dirac (impulso unitário), a resposta do receptor é

$$\hat{v}_r(R) = \int_{-\infty}^{\infty} h(R|R')\delta(R' - R_0)dR' = h(R|R_0) \quad (4.30)$$

Supõe-se que se tenha a função de Green inversa $h^{-1}(R_0|R)$, tal que

$$\int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(R_0|R)h(R|R_0)dR = \delta(R_0 - R_0), \quad -\infty < R_0, R_0' < \infty \quad (4.31)$$

Dessa forma, o processamento linear do sinal recebido pelo radar $\hat{v}_r(R)$, da Eq. (4.29) com este operador, resulta em

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(R_0|R)\hat{v}_r(R)dR &= \int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(R_0|R) \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(R|R_0')\zeta(R_0')dR_0' \right) dR \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \zeta(R_0') \left(\int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(R_0|R)h(R|R_0')dR \right) dR_0' \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \zeta(R_0')\delta(R_0 - R_0')dR_0' = \zeta(R_0) \end{aligned} \quad (4.32)$$

E isto mostra que a operação indicada, sobre os dados recebidos $\hat{v}_r(R)$, reconstrói exatamente a distribuição de refletividade complexa $\zeta(R)$, do terreno iluminado pelo radar. O processamento, através da função de Green inversa $h^{-1}(R_0|R)$, produz uma imagem da distribuição de refletividade, e as operações envolvidas em sua aplicação constituem um algoritmo de obtenção de imagens SAR. O processamento significa correlacionar o sinal recebido $\hat{v}_r(R)$ com uma função $h^{-1}(R_0|R)$, para vários valores correspondentes às distâncias $R_0 = c\tau/2$, onde a função de refletividade deve ser determinada.

O problema, agora, é determinar a função de Green inversa $h^{-1}(R_0|R)$ a partir da função de Green $h(R|R_0)$ especificada. Considera-se, primeiro, o caso em que a função temporal da saída do sistema do radar, $\hat{v}_r(R)$, é conhecida no intervalo de tempo infinito $(-\infty, \infty)$, uma hipótese que, obviamente, terá de ser revista mais tarde. Supõe-se, também, que o radar é um sistema estacionário, ou seja, $h(R|R_0) =$

$h(R - R_0)$. Então, definindo $h^{-1}(R_0|R) = h^{-1}(R_0 - R)$, a integral de convolução da Eq. (4.31), que se quer resolver, torna-se

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(R_0 - R)h(R - R'_0)dR \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(R_0 - R'_0 - x)h(x)dx = \delta(R_0 - R'_0) \end{aligned} \quad (4.33)$$

ou

$$\int_{-\infty}^{\infty} h^{-1}(y - x)h(x)dx = \delta(y), \quad |y| \leq \infty \quad (4.34)$$

Aplicando a transformada de Fourier à convolução da Eq. (4.34), obtém-se

$$H^{-1}(f)H(f) = 1, \quad H^{-1}(f) = 1/H(f), \quad (4.35)$$

onde o termo $H^{-1}(f) = \mathcal{F}\{h^{-1}(x)\}$ é a transformada de Fourier da função $h^{-1}(x)$.

A solução na Eq. (4.35) é óbvia neste caso simples. O filtro $H^{-1}(f)$, que comprime o sinal $h(x)$ de volta para um impulso, simplesmente desfaz o que a função de transferência linear do radar, $H(f)$, fez. No caso particular em que

$$H(f) = \exp[j\Psi(f)] \quad (4.36)$$

tem-se

$$H^{-1}(f) = 1/\exp[j\Psi(f)] = \exp[-j\Psi(f)] \quad (4.37)$$

tal que

$$h^{-1}(R) = h^*(-R) \quad (4.38)$$

e chega-se à conclusão, novamente, que o filtro casado é equivalente ao processador de compressão de pulso, que gera a imagem complexa do radar. No entanto, vale ressaltar que no caso de $|H(f)| \neq 1$, o processador de compressão de pulso não é o filtro casado, pois, neste caso, $1/|H(f)| \neq |H(f)|$. Mas, se o módulo da resposta ao impulso, $|H(f)|$, é igual a uma constante qualquer, então, pode-se dizer que o filtro casado e o processador de compressão de pulso são iguais, a menos de um fator de

escala.

4.4 Algoritmo para Produzir Imagens SAR

O objetivo primário do algoritmo de imageamento SAR é comprimir a resposta do sistema, devido a um alvo pontual isolado, de forma que se tenha na saída do processador um sinal pontual e, não, um sinal espalhado. O procedimento que efetua esse processamento nada mais é do que uma descrição operacional da função de Green inversa do sistema do radar. De acordo com as considerações feitas na Seção 4.2, a função de Green inversa, do sistema do radar, é equivalente ao processador de compressão de pulso. Dessa forma, o algoritmo de geração da imagem SAR consiste em duas compressões de pulso, a saber, a compressão em alcance (R) e a compressão em azimuth (x). Na saída desse processador, deseja-se obter uma resposta pontual para um alvo pontual isolado. No entanto, a resposta do processador é espalhada nas duas dimensões da imagem (alcance (R) e azimuth (x)). Isso acontece porque o transmissor tem uma largura de faixa finita e, também, porque o alvo fica dentro do feixe do radar por um tempo finito.

O algoritmo mais comum para realizar o processamento SAR é o chamado algoritmo retangular, no qual as coordenadas de alcance (R) e azimuth (x), da imagem complexa $\sigma(x, R)$, correspondem às duas coordenadas do quadro de imagem, obtida através do processamento. Esse algoritmo de processamento SAR consiste em um procedimento de correlação bi-dimensional do sinal recebido pelo radar. As duas dimensões da correlação bi-dimensional são efetuadas como duas correlações de uma dimensão, uma na direção de alcance (R) e, a outra, na direção de azimuth (x). A correlação é efetuada com uma réplica do sinal que resultaria se um alvo pontual isolado estivesse sendo observado pelo radar, o qual é considerado transmitindo um sinal com pulsos com gorjeio. Esse procedimento é equivalente a duas operações de compressão de pulso, ou ainda, a duas operações de filtragem casadas. Dessa forma, resumidamente, o algoritmo de geração da imagem SAR pode ser entendido como uma operação de compressão de pulso na direção de alcance (R), seguida de uma outra compressão de pulso, na direção de azimuth (x).

CAPÍTULO 5

O ALGORITMO DE PROCESSAMENTO SAR EM TEMPO REAL

5.1 Algoritmo de processamento SAR não-focado

O algoritmo de processamento SAR, em tempo real, é um algoritmo de processamento não-focado, no qual foram feitas algumas modificações para obter uma melhor resolução e qualidade nas imagens. No algoritmo SAR não-focado comum, a resolução em azimute é dada pelo tempo de integração SAR ao longo da linha de vôo. Pode ser mostrado pela, Fig. 5.1, que a mudança de fase quadrática, entre o centro da abertura sintética e sua borda, é

$$\phi_q = \frac{\pi}{2\lambda R} (V_{st}\tau_{cu})^2, \quad (5.1)$$

onde τ_{cu} é o tempo de integração da abertura não-focada. Para $\phi_q = \pi/4$ rad, o tempo de intergração para processamento SAR não-focado pode ser calculado utilizando a Eq. (5.1), e obtém-se

$$\tau_{cu} = \sqrt{\frac{\lambda R}{2}} \frac{1}{V_{st}} \quad (5.2)$$

A resolução em azimute é dada por:

$$\delta x = \frac{R\lambda}{2V_{st}\tau_{cu}} \quad (5.3)$$

Substituindo a Eq. (5.2) na Eq. (5.3), tem-se

$$\delta x = \sqrt{\frac{R\lambda}{2}} \quad (5.4)$$

O processador SAR não-focado foi utilizado por muitos dos primeiros sistemas SAR. Este processador não compensa o deslocamento de fase na direção de azimute,

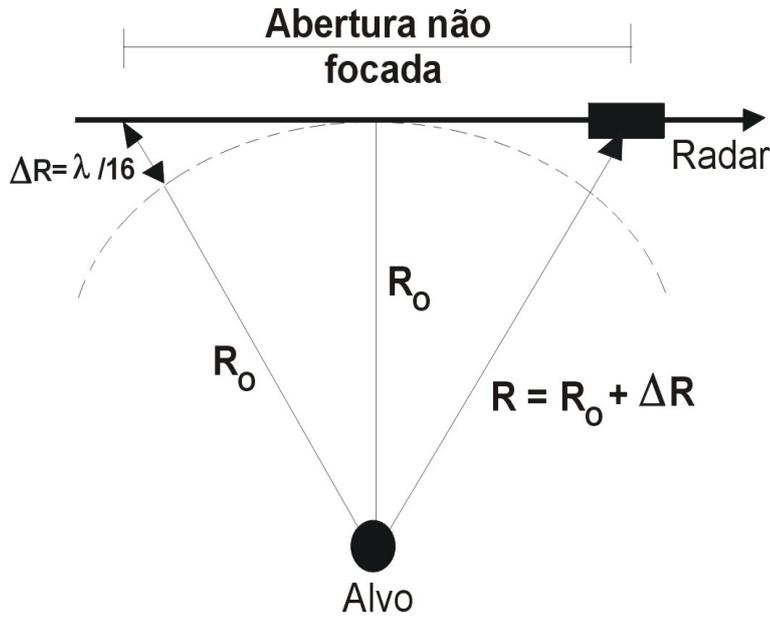


Figura 5.1: Geometria SAR mostrando o radar, o alvo e a abertura sintética não focada

resultante da mudança de posição entre o radar e o alvo. Assim, o processador SAR não-focado é incapaz de acomodar a taxa variável de mudança da fase do sinal de retorno no radar, devido a um único alvo pontual. Dessa forma, o sinal de retorno no radar devido a um alvo pontual, não é perfeitamente comprimido pelo processador SAR, mas permanece espalhado (com baixa resolução) na saída do processador. No entanto, o processamento SAR não-focado oferece um ganho de resolução considerável em relação aos radares de abertura real e, além disso, esse processador é muito simples e rápido, do ponto de vista computacional.

Em sua forma mais rudimentar, este processador consiste na soma de pixels adjacentes no comprimento da abertura não-focada. Este comprimento é dado por

$$L_{az} = \tau_{cu} f_p, \quad (5.5)$$

onde τ_{cu} é dado pela Eq. (5.2).

Entretanto, em geral, o processamento SAR não-focado não produz imagens com boa qualidade, por não compensar a variação de fase do sinal de retorno do radar e

devido à pressuposição de que o feixe do radar está dirigido para o ponto de deslocamento Doppler zero. No entanto, quando a aeronave que conduz o radar sofre a influência de fortes ventos laterais, ela passa a percorrer a linha de vôo de uma forma não-alinhada com a trajetória, como mostra a Fig. 5.2. Assim, o centro do feixe da antena do radar fica desalinhado com a linha ortogonal à trajetória da aeronave e é formado uma ângulo entre o centro do feixe da antena e a linha ortogonal à trajetória de vôo. Esse ângulo é chamado ângulo de *squint*.

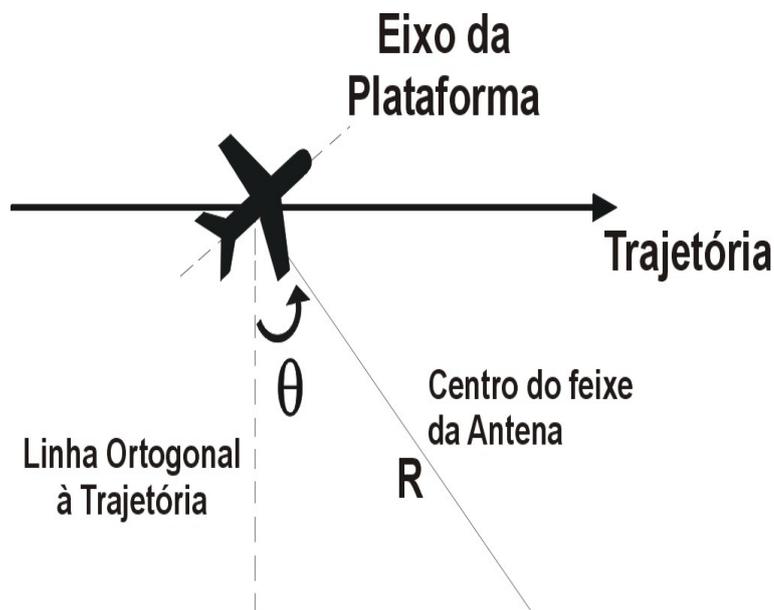


Figura 5.2: Geometria SAR, mostrando a plataforma que carrega o radar e o ângulo de *squint* formado, devido a ventos laterais

Para ângulos de *squint* produzindo um deslocamento Doppler muito grande, a ambigüidade em azimuth será severa. Além disso, há migrações em alcance não compensadas que fazem com que os alvos sejam espalhados na dimensão de alcance. A migração em alcance é uma consequência inevitável da operação SAR. Ela advém do fato de que a resolução em azimuth depende da largura de faixa do sinal Doppler. Mas a fase do sinal Doppler é dada por $\phi = -4\pi R(s)/\lambda$. Assim, se o sinal Doppler deve ter uma largura de faixa diferente de zero, o alcance para o alvo deve mudar durante o intervalo de tempo, S , em que o alvo está em vista, e a resposta do alvo

pontual comprimido ocorre em alcances diferentes para pulsos diferentes. Este é o fenômeno de migração em alcance. Devido a esse fenômeno, o sinal em azimuth, necessário para efetuar a compressão, deve ser obtido para cada célula de resolução em alcance.

Dessa forma, para obter uma boa resolução nas imagens SAR, deve-se buscar um processador que compense a variação de fase do sinal de retorno e corrija os efeitos causados pelo ângulo de *squint* e pela migração em alcance.

5.2 Algoritmo de Processamento SAR em Tempo Real Utilizando Sub-aberturas

O algoritmo de processamento SAR implementado nesse trabalho, conforme descrito em *Moreira* [12], é um algoritmo SAR não-focado que utiliza a técnica de sub-aberturas (*Vant* [20]) para efetuar uma correção aproximada em cada sub-abertura da história de fase do sinal de retorno do radar. Esse algoritmo de processamento consiste em dividir a largura de faixa total do sinal de retorno em partes (chamadas sub-aberturas) e efetuar, em cada sub-abertura, uma correção da história de fase do sinal através de uma aproximação linear para a fase, a qual possui uma forma quadrática, conforme mostrado na Seção 2.2, pela Eq. (2.19). A principal vantagem desse algoritmo, sobre os algoritmos convencionais, é que ele é executado no domínio de tempo. A Fig. 5.3 mostra um diagrama de blocos de todos os passos envolvidos no processamento SAR implementado, desde os dados brutos até a imagem que será mostrada para o usuário.

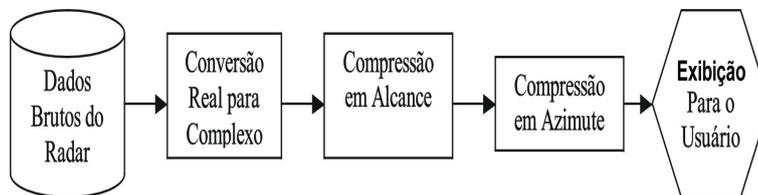


Figura 5.3: Diagrama de Blocos do Algoritmo de Processamento Sar em tempo real

A conversão dos dados brutos, da forma real para a complexa (primeiro bloco

do processamento SAR da Fig. 5.3), é efetuada utilizando um algoritmo rápido de conversão, o qual é discutido em detalhes no Apêndice B.

Geralmente, os algoritmos de processamento SAR são baseados em uma correlação bi-dimensional do sinal de retorno do radar com uma função de referência variando espacialmente. As duas dimensões da correlação efetuadas são as dimensões de alcance e azimute. Os algoritmos SAR comumente empregados para gerar imagens de alta resolução e confiabilidade geralmente fazem uso de uma transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*- FFT) bi-dimensional para efetuar essa correlação, conforme reportado em [13], [14], [15], [16], [17], [18] e [19].

No entanto, o tempo computacional envolvido no cálculo da FFT bi-dimensional é consideravelmente grande para ser executado em tempo real. Além disso, há a necessidade de efetuar mudanças na função de referência, que corrijam os efeitos de variação de velocidade e ângulo de *squint*, e, também, deve-se corrigir as migrações de alcance. Isso tudo deve ser efetuado para que se possa obter imagens SAR de alta resolução e qualidade. Assim, os algoritmos de processamento SAR, comumente empregados, exigem grandes recursos computacionais e, também, uma grande capacidade de memória. E o tempo de execução desses algoritmos é consideravelmente grande, fazendo com que eles sejam inviáveis para implementação em tempo real.

Por outro lado, o algoritmo de processamento SAR em tempo real implementado não utiliza FFTs, o que constitui uma vantagem computacional em relação aos algoritmos comumente utilizados. Além disso, o algoritmo em tempo real faz uso da técnica de sub-aberturas, que consiste em dividir o sinal SAR recebido em sub-aberturas, cada uma correspondendo a uma pequena parte da largura de faixa total do sinal. Os dados obtidos para cada sub-abertura passam pela compressão em alcance, depois são somados coerentemente e, finalmente, passam pela compressão em azimute. É através da soma coerente, de todas as sub-aberturas, que se obtém uma imagem de alta resolução. O algoritmo de tempo real não faz uso de FFTs e requer um número reduzido de sub-aberturas para se atingir a resolução desejada. Com isso, o tempo de execução do algoritmo e a quantidade de memória requerida podem ser bastante reduzidos. Ademais, os recursos computacionais e de memória requeridos podem ser, ainda, mais reduzidos utilizando técnicas de sub-amostragem dos dados, sem, con-

tudo, deteriorar a qualidade das imagens. E, além disso, uma vez que a largura de faixa das sub-aberturas é muito menor que a largura de faixa do sinal original, a sub-amostragem pode ser feita simplesmente tomando uma amostra do sinal a cada N amostras, onde N é o fator de sub-amostragem.

5.2.1 O Princípio das Sub-aberturas

Considerando o sinal de retorno do radar devido a um alvo pontual, sua fase possui uma forma de onda quadrática e, portanto, a frequência possui uma forma linear, como indicado pela Fig. 5.4.

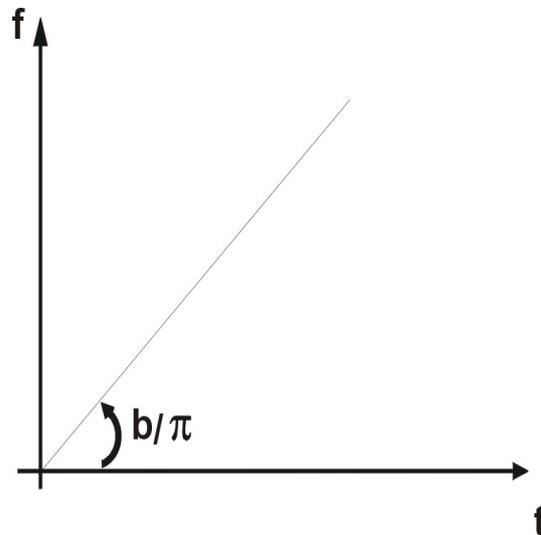


Figura 5.4: Gráfico mostrando a variação da frequência do sinal de retorno do radar com o tempo

Pela Fig. 5.4, pode-se escrever que a frequência é dada por

$$f = \frac{b}{\pi}t, \quad (5.6)$$

onde b/π é a taxa de modulação linear da frequência do sinal transmitido, com relação ao tempo.

E, assim, pode-se obter uma expressão para a fase do sinal de retorno do radar

em função do tempo:

$$\begin{aligned}\omega &= 2\pi f \\ \frac{d\phi}{dt} &= 2\pi f \\ \phi &= \int 2\pi f dt\end{aligned}\tag{5.7}$$

Mas, da Eq. (5.6), pode-se reescrever a Eq. (5.7) como

$$\begin{aligned}\phi &= \int 2\pi f dt \\ \phi &= 2\pi \int \frac{b}{\pi} t dt \\ \phi &= bt^2\end{aligned}\tag{5.8}$$

Dessa forma, a história de fase do sinal de retorno do radar possui a forma mostrada na Fig. 5.5.

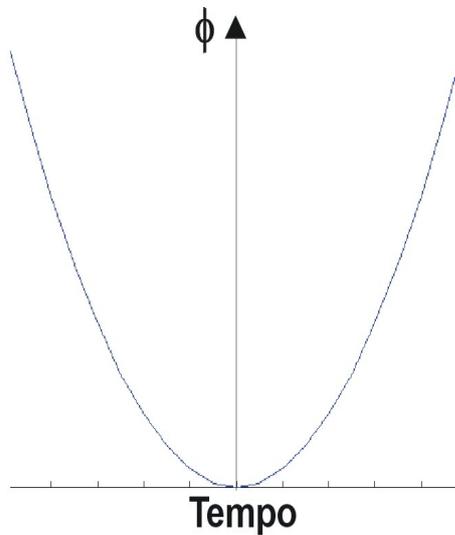


Figura 5.5: História de Fase do Sinal de Retorno do Radar

O algoritmo de processamento SAR em tempo real, utilizando sub-aberturas, consiste em compensar a história de fase do sinal de retorno do radar (Fig. 5.5) através de uma aproximação linear, em cada sub-abertura. Essa aproximação linear é dada

por uma correção de fase de $\phi = 2nbT_1$, em cada subabertura, onde n é o número da sub-abertura em questão e T_1 é o tempo de integração em cada sub-abertura. Assim, pelo algoritmo de processamento em tempo real, com sub-aberturas, a largura de faixa total do sinal de retorno é dividida em partes, formando sub-aberturas e, em cada sub-abertura, os dados são correlacionados com a função de referência, formando imagens de baixa resolução. Depois, somando todas as sub-aberturas coerentemente, obtém-se uma imagem com alta resolução. Esse mecanismo pode ser melhor compreendido através da Fig. 5.6, na qual a largura de faixa total foi dividida em três sub-aberturas e, em cada sub-abertura, houve uma aproximação linear da fase.

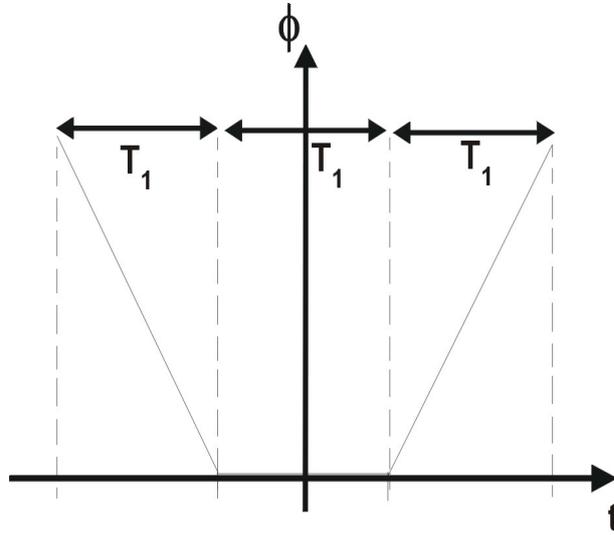


Figura 5.6: Aproximação Linear da História de Fase do Sinal de Retorno do Radar utilizando três Sub-aberturas

T_1 é o tempo de integração em cada sub-abertura.

A equação que descreve a aproximação linear da fase, efetuada na Fig. 5.6, é dada abaixo

$$\phi_{ref} = \sum_{n=-N_1}^{N_1} T_1 b [2nt - n^2 T_1] \cdot \text{rect} \left[\frac{t - nT_1}{T_1} \right], \quad (5.9)$$

onde $(2.N_1 + 1)$ é o número de sub-aberturas e rect é a função retangular. A Eq. (5.9) é a história de fase da função de referência.

A Fig. 5.6 mostra que quanto maior o número de sub-aberturas, melhor é a apro-

ximação linear efetuada e, portanto, melhor será a resolução da imagem obtida pelo algoritmo. E, como a frequência é a derivada da fase, pela Fig. 5.6 pode-se concluir que a frequência da função de referência aproximada é dada pela Fig. 5.7.

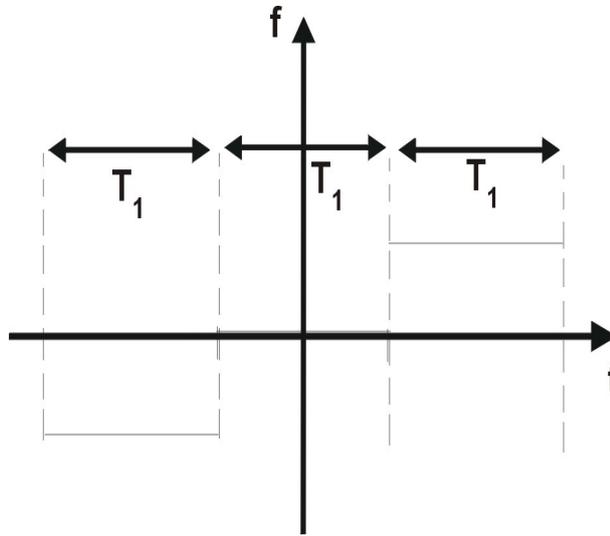


Figura 5.7: Aproximação Linear da Frequência de Função de Referência utilizando três Sub-aberturas

Dessa forma, resumidamente, o algoritmo de processamento SAR em tempo real implementado consiste em dividir a largura de faixa total do sinal de retorno do radar em sub-aberturas e, assim, primeiro desloca-se em frequência cada sub-abertura, de sua banda desejada, para a banda base. Em seguida, aplica-se, em cada sub-abertura, um processamento não-focado (que equivale à compressão em alcance) utilizando duas correlações, com uma função retangular, através de duas operações de média móvel (*Moving Average* - MA como descrito no Apêndice A). Antes de deslocar o sinal em frequência novamente, aplica-se um deslocamento temporal em cada sub-abertura, que compensa o fato de que as sub-aberturas estão em tempos diferentes na abertura sintética total do radar. Depois, desloca-se o sinal de volta para a banda original, mas um termo adicional de fase é acrescentado nesta etapa para garantir a continuidade da fase. Então, adiciona-se coerentemente todas as sub-aberturas processadas. Finalmente, o sinal passa por uma compressão em azimute, que consiste de um processamento SAR não-focado através de duas operações de MA.

A Fig. 5.8 mostra o diagrama de blocos do algoritmo de processamento em tempo real utilizado. Na figura, as médias móveis são representadas como uma integração temporal, que é outra maneira de interpretá-las (vide Apêndice A).

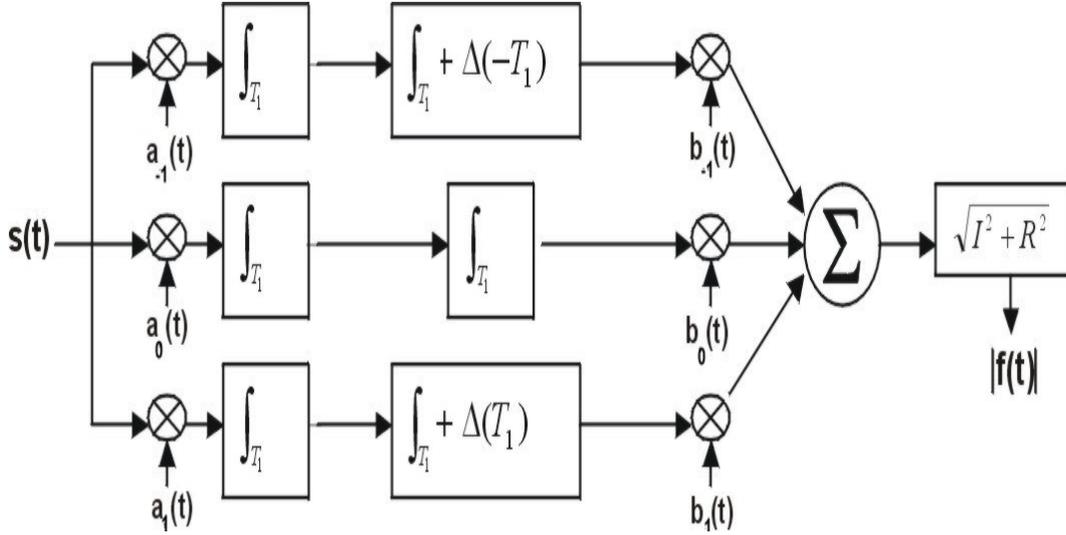


Figura 5.8: Diagrama em Blocos do Algoritmo de Processamento em Tempo Real

As expressões $a_n(t)$ e $b_n(t)$ são os deslocamentos em frequência necessários para formar as sub-aberturas e para somá-las de forma coerente, respectivamente. Essas expressões são dadas, de acordo com *Moreira* [12], por

$$a_n(t) = \exp[-j2n'T_1bt], \quad (5.10)$$

$$b_n(t) = \exp[jbn'(2T_1t - n'T_1^2)], \quad (5.11)$$

onde $n' = n(1 - ovl)$, pois foi considerada uma sobreposição em frequência dada por ovl , com $0 \leq ovl \leq 1$.

Dessa forma, de acordo com [12], pode-se definir a equação final do algoritmo de processamento SAR, em tempo real, como sendo

$$f(t) = \sum_{n=-N_{1ovl}}^{N_{1ovl}} b_n(t) \cdot \left[s_n(t) \cdot a_n(t) * \text{rect} \left[\frac{t - n'T_1}{T_1} \right] * \text{rect} \left[\frac{t}{T_1} \right] \right], \quad (5.12)$$

onde $f(t)$ é a saída do algoritmo de processamento em tempo real, $s(t)$ é o sinal de

retorno do radar e o número total de sub-aberturas é $(2N_{1ovl} + 1)$.

Deve-se, agora, considerar os parâmetros envolvidos no projeto de um processador em tempo real. As especificações do processador são dadas em termos do erro de fase máximo permitido (ϕ_{emax}) no processamento não-focado e, também, pela largura de faixa em frequência (B) que se deseja processar; quanto maior a largura de faixa processada, melhor é a resolução da imagem obtida. Através dessas especificações, deseja-se obter o tempo de integração em cada sub-abertura (T_1) e o número total de sub-aberturas que devem ser processadas, que é dado por $(2N_{1ovl} + 1)$. Pois, a partir desses dois parâmetros, pode-se obter todos os dados do processador, como os deslocamentos em frequência das Eqs. 5.10 e 5.11, o deslocamento temporal que deve ser efetuado e o tamanho de cada MA.

Para obter T_1 e $(2N_{1ovl} + 1)$, a partir de B e ϕ_{emax} , considera-se a Fig. 5.9, onde T_{total} é o tempo total de integração SAR do processador em tempo real.

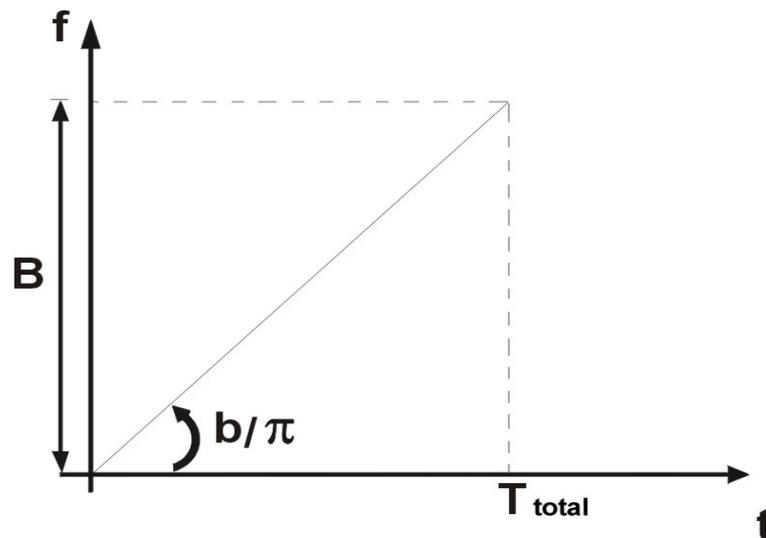


Figura 5.9: Variação da Frequência, da Função de Referência, com o Tempo

Da Fig. 5.9, pode-se concluir que

$$\frac{B}{T_{total}} = \frac{b}{\pi} \quad (5.13)$$

Mas, sabe-se que T_1 é o tempo de integração SAR em cada sub-abertura. E,

considerando uma sobreposição ovl , em cada sub-abertura, obtém-se que o tempo total de integração SAR é dado por

$$T_{total} = (2N_{1ovl} + 1)T_1(1 - ovl) \quad (5.14)$$

Assim, das Eqs. (5.13) e (5.14) chega-se a uma expressão para o número total de sub-aberturas

$$(2N_{1ovl} + 1) = \frac{\pi B}{bT_1(1 - ovl)} \quad (5.15)$$

Mas, o tempo de integração T_1 , em cada sub-abertura, pode ser relacionado com o erro de fase máximo, pela expressão da Eq. (5.8):

$$T_1 = 2\sqrt{\frac{\phi_{emax}}{b}} \quad (5.16)$$

Daí, obtém-se as equações finais que permitem projetar o processador em tempo real, a partir da especificação do erro de fase máximo e da largura de faixa desejada

$$(2N_{1ovl} + 1) = fix \left[\frac{\pi B}{2(1 - ovl)\sqrt{b\phi_{emax}}} \right], \quad (5.17)$$

onde o operador fix representa a operação de obtenção da parte inteira do número em questão.

A partir do tempo de integração T_1 , pode-se obter o tamanho das médias móveis pela expressão

$$N = fix \left[\frac{T_1 f_s}{k_{sub}} \right] \quad (5.18)$$

onde f_s é a frequência de amostragem e k_{sub} é o fator de subamostragem.

Embora o algoritmo de processamento em tempo real trabalhe com o sinal no domínio do tempo, o recurso computacional envolvido não é muito grande, uma vez que a correlação é substituída por uma média móvel, na qual apenas duas adições e duas subtrações são necessárias, para cada ponto. Além disso, a determinação da função de referência é substituída pelo cálculo das funções a_n e b_n e pelo cálculo dos

parâmetros T_1 e $(2N_{1ovl} + 1)$.

5.2.2 Compressão em Azimute através de Média Móvel

A compressão em azimute do algoritmo de tempo real é efetuada através de duas operações de MA. Desta forma, obtém-se um ganho muito alto de tempo de execução do algoritmo, além de simplificar a implementação do algoritmo e dos recursos computacionais necessários.

O cálculo do tamanho da MA necessária para comprimir o sinal, na direção de azimute, é feito de acordo com a Fig. 5.10.

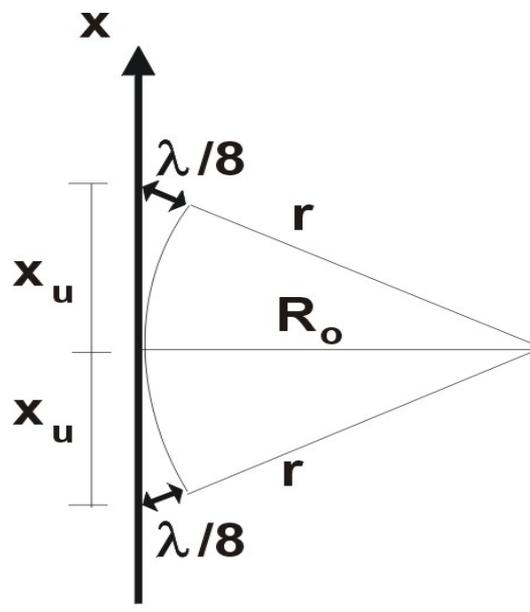


Figura 5.10: Abertura Não-Focada para Compressão em Azimute

O processamento efetuado através da utilização de médias móveis é um processamento SAR não-focado, no qual o erro de fase é o parâmetro especificado. Para o caso do algoritmo implementado nesse trabalho, o erro de fase especificado foi de $\pi/2$ rad. É por isso que o tamanho da função de referência, na Fig. 5.10, foi tomado de tal forma a acomodar os sinais com deslocamento de comprimento de onda de até $\lambda/8$.

Para obter x_u , sabe-se que

$$r = \frac{x_u^2}{2R_o} + R_o \quad (5.19)$$

E, além disso, para que o erro de fase seja de no máximo, $\pi/2$ rad, deve-se ter

$$r = R_o + \frac{\lambda}{8} \quad (5.20)$$

Assim, das Eqs. (5.19) e (5.20), obtém-se

$$x_u = \sqrt{\frac{2\lambda R_o}{8}} \quad (5.21)$$

Finalmente, para se obter o tamanho da média móvel basta calcular o valor de x_u na Fig. 5.10. Pois, uma vez sabendo-se o valor de x_u , o número de pontos da média móvel é dado por

$$N_{az} = \frac{2x_u}{v/PRF}, \quad (5.22)$$

onde v é a velocidade da plataforma na direção de azimute e PRF é a frequência de repetição dos pulsos do radar.

5.2.3 Correção do Ângulo de Squint

Como mostra a Fig. 5.2, quando a aeronave que conduz o radar tem o seu eixo deslocado, em relação à trajetória que ela está percorrendo, surge o ângulo de *squint*. Esse ângulo altera a forma como a cena é vista pela antena do radar e ele pode ser corrigido através do cálculo de sua portadora, seguido da subtração dessa portadora dos dados do radar. A subtração dessa portadora é efetuada após a compressão em alcance e antes da compressão de azimute.

O ângulo de *squint* causa, no sinal de retorno do radar, um deslocamento Doppler devido ao deslocamento da posição com que a cena é vista pelo radar. Esse deslocamento Doppler é dado por

$$f_d = \frac{2v}{\lambda}\theta, \quad (5.23)$$

onde v é a velocidade da plataforma na direção de azimute e θ é o ângulo de *squint*.

Para retirar essa portadora, o sinal deve ser multiplicado pelo fator

$$\begin{aligned} & \exp [-j (2\pi f_a t)] \\ = & \exp \left[-j \left(2\pi \frac{2v\theta}{\lambda} t \right) \right] \end{aligned} \quad (5.24)$$

Dessa forma, o nosso diagrama de blocos final do algoritmo de processamento SAR em tempo real é dado na Fig. 5.11.

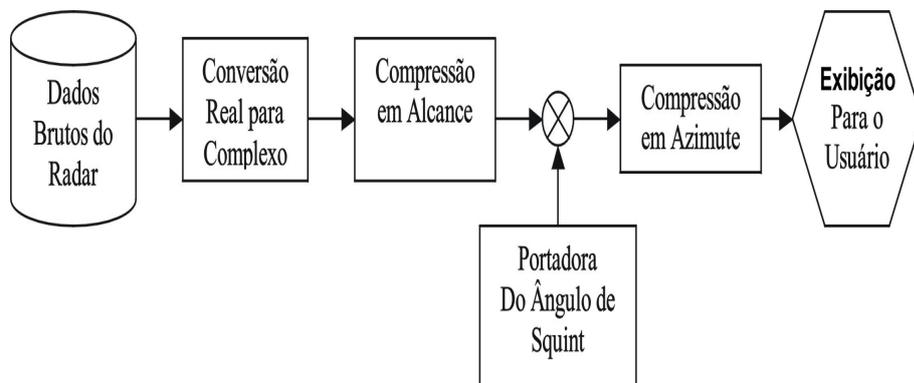


Figura 5.11: Diagrama de Blocos Final do Processador em Tempo Real

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesse trabalho, o algoritmo de processamento SAR em tempo real, explicado em detalhes nas seções anteriores, foi implementado totalmente via programas computacionais, diferentemente do que havia sido descrito em [12], onde o algoritmo em tempo real havia sido projetado, conforme reportado em [12], para ser implementado em circuito dedicado, sendo executado em uma plataforma computacional que permitisse a computação paralela das sub-aberturas. Assim, em [12] havia um circuito dedicado, executando o cálculo, em cada sub-abertura, de forma paralela, o que permitia que o processamento fosse executado em tempo real. No entanto, essa forma de implementação do algoritmo exigia o desenvolvimento de um circuito dedicado, específico para o propósito de processamento SAR em tempo real, e que não possuía um baixo custo. Além disso, fisicamente, esse circuito dedicado ocupava um espaço relativamente grande na plataforma, sendo, portanto, inviável para ser acoplado a uma plataforma aérea de pequeno porte.

Por outro lado, no presente trabalho, o algoritmo de processamento SAR, em tempo real, foi implementado em programas computacionais, não exigindo um circuito dedicado específico para executá-lo. Na verdade, o algoritmo foi implementado para ser executado por uma simples placa de PC industrial, contendo um processador Pentium Xeon[©]¹, com um relógio de 2GHz e 1GByte de memória RAM. Dessa forma, a implementação descrita nesse trabalho não exige grandes investimentos em circuitos e pode ser acoplada a um sensor SAR, sem que seja necessário um aumento muito grande no tamanho físico do sensor. Por exemplo, para que o algoritmo em tempo real fosse acoplado ao sensor SAR OrbiSAR-1, da empresa Orbisat, bastaria adicionar uma placa de PC industrial ao seu computador de controle.

¹Pentium Xeon é uma marca da empresa Intel Inc.

No entanto, para que o algoritmo em tempo real fosse implementado com sucesso em programas computacionais, foi necessária a codificação do algoritmo de forma bastante otimizada e eficiente, pois, apenas dessa forma, o algoritmo poderia ser executado em tempo real por um simples PC industrial, sem a necessidade de um circuito dedicado processando cada sub-abertura paralelamente. A primeira etapa do processo de implementação do algoritmo foi sua codificação em linguagem IDL. O algoritmo de processamento em tempo real, em linguagem IDL, foi testado em um conjunto de dados brutos SAR provenientes do sistema OrbiSAR-1. O teste não foi efetuado em tempo real, mas de forma *off-line*, ou seja, os dados foram adquiridos através de um voo com o sensor OrbiSAR-1 e, posteriormente, processados em laboratório. Após a constatação experimental de que o algoritmo produzia imagens SAR de boa qualidade, e em um tempo compatível para sua utilização em tempo real, o algoritmo foi codificado utilizando a linguagem C, que fornece um ganho considerável no tempo de execução, em relação à linguagem IDL. Além disso, foi desenvolvido um programa, em C++, que é responsável pela apresentação dos dados ao usuário e, também, pela gravação dos dados processados em uma mídia removível. O programa em C++ é executado em um computador diferente do computador em que está o processador SAR, e os dois softwares se comunicam através de uma interface Ethernet.

O algoritmo de processamento SAR em tempo real foi implementado de maneira a ser bastante flexível, permitindo que todos os seus parâmetros pudessem ser configurados através de um arquivo de texto. A Fig. 6.1 mostra um conjunto de dados processados através do algoritmo de processamento em tempo real implementado; nesta figura estão indicadas as direções de azimute e de alcance. O conjunto de dados da Fig. 6.1 é proveniente do sistema OrbiSAR-1 e corresponde a um voo realizado em Junho de 2003, na cidade de Itapetininga-SP. A Tabela 6.1 mostra os dados técnicos da imagem e os parâmetros da configuração do radar, utilizada nesse voo.

Para o cálculo da resolução azimutal da imagem da Fig. 6.1, que consta da Tabela 6.1, foi utilizada a Eq. (2.8). Lembramos que a medida da resolução, no domínio da frequência, é nominalmente o inverso da extensão temporal S da forma de onda em análise, ou seja, $\delta f_D = 1/S$. Além disso, deve-se lembrar que a extensão temporal S , da forma de onda analisada, é dada pelo tempo de integração SAR em azimute e

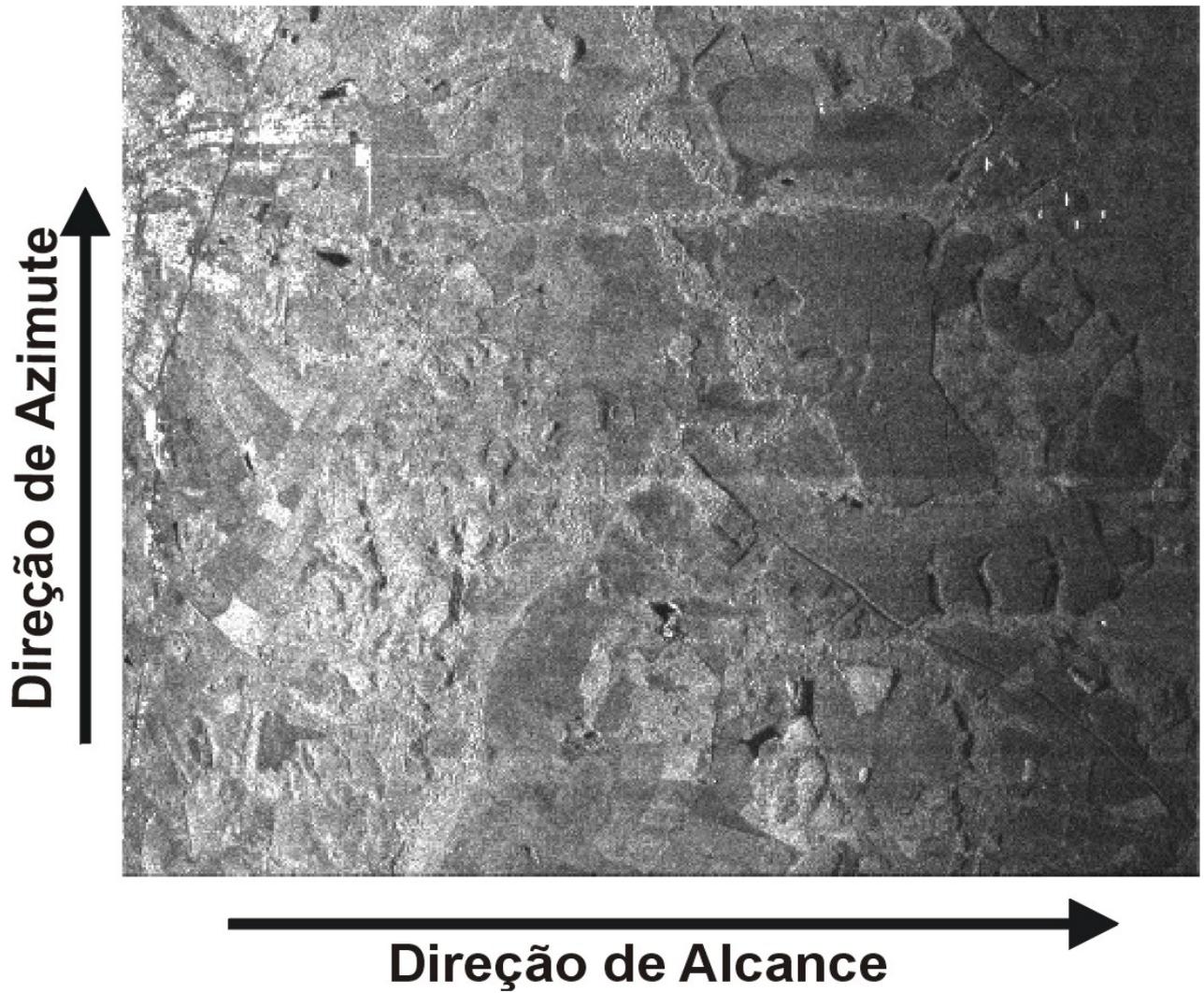


Figura 6.1: Imagem Processada com o Algoritmo de Processamento em Tempo Real Implementado. Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $12.9m$ em alcance. $32.5MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10.6km$ em azimute por $14km$ em alcance.

Frequência da Portadora	9,55 GHz
Polarização	HH
Largura de Faixa do Pulso de Transmissão	45 MHz
PRF	1500 Hz
Velocidade	110 m/s
Altitude do vôo	23000 ft
Frequência de Amostragem	100 MHz
Número de Amostras em cada Linha de Azimute	8192
Número de Linhas em Azimute	160000
Dimensão da Imagem em Alcance	14000 m
Dimensão da Imagem em Azimute	10560 m
Resolução em Azimute	10 m
ϕ_{max}	$\pi/2$ rad
Sobreposição das Sub-aberturas	0,25
Ângulo Inicial da Faixa Lateral	21°

Tabela 6.1: Parâmetros da configuração do radar, para uma largura de faixa de pulso de $45MHz$ e $100MHz$ de frequência de amostragem. Largura de faixa, no solo, de $14km$.

esse tempo é calculado pelo produto entre o número de pontos da média móvel em azimute com o inverso do PRF. O número de pontos da média móvel, por sua vez, é calculado pela Eq. (5.22), de acordo com as considerações feitas na Seção 5.2.2. Vale ainda lembrar que a variável R , da Eq. (2.8), corresponde à distância em alcance até o centro da faixa de alcance, no solo.

A resolução azimutal da imagem pode ser melhorada se o tempo de integração SAR, S , for aumentado. Esse tempo corresponde ao tamanho da função de referência usada para fazer a correlação com o sinal de retorno do radar. No entanto, uma função de referência maior significa uma maior complexidade computacional na compressão de pulso em azimute, o que resulta em um tempo maior para a execução do processamento de uma linha de vôo.

Para o cálculo da resolução em alcance, foi utilizada a expressão da Eq. (2.2), pois o pulso transmitido pelo radar possuía uma modulação em frequência de $45MHz$ e ele foi processado, em alcance, utilizando a técnica de compressão de pulso dada pelo algoritmo de processamento em tempo real. No algoritmo de processamento em

tempo real, foi definida a largura de faixa que seria processada, a qual pode ser de, no máximo, $45MHz$ (largura de faixa transmitida). Como mostra a Tabela 6.1, a largura de faixa processada para gerar a imagem da Fig. 6.1 foi de $32,5MHz$. Assim, pela expressão da Eq. (2.2), a resolução obtida em alcance foi dada por

$$\begin{aligned}\delta R_g &= \frac{c}{2B \sin(\eta)} \\ \delta R_g &= \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 45 \cdot 10^6 \sin(29^\circ)} \\ \delta R_g &= 12,9m\end{aligned}\tag{6.1}$$

onde B é a largura de faixa que foi processada ($32,5MHz$) e η é o ângulo de visada, que é de 21° . Essa resolução atinge seu limite quando a largura de faixa processada é de $45MHz$, que é a largura de faixa total do pulso transmitido. Assim, aumentando-se a largura de faixa processada, aumenta-se a resolução, mas o limite é a largura de faixa transmitida. No entanto, aumentando-se a largura de faixa processada, B , aumenta-se o número de sub-aberturas que devem ser processadas, como mostra a Eq. (5.17). O aumento do número de sub-aberturas provoca um aumento do tempo de execução do processamento de uma linha de azimuth, pois o algoritmo não é executado em uma plataforma de circuito dedicado paralela, mas sim de forma seqüencial.

Na Fig. 6.1, pode-se observar que a resolução de $10m$ em azimuth e de $12,9m$ em alcance é suficiente para fins de mapeamento de áreas rurais ou de áreas contendo estradas e rios. No entanto, essa resolução não é apropriada para mapeamento em áreas urbanas, pois, nestas áreas, há uma maior proximidade entre os potenciais alvos. Em áreas urbanas, geralmente, as construções possuem uma distância menor do que $10m$ entre si e, portanto, não é possível distinguir construções individualmente na imagem do radar. Assim, na imagem do radar, com aquela resolução (Fig. 6.1), devido à impossibilidade de distinguir entre dois alvos (construções) próximos, a área urbana aparece como uma mancha branca quase disforme. Isso pode ser observado no canto superior esquerdo da imagem da Fig. 6.1. No entanto, nessa mesma imagem,

pode-se observar que formas maiores, e alvos mais afastados, podem ser muito bem identificados na imagem.

As diferenças de intensidade entre algumas partes adjacentes, na direção de vôo, provêm de movimentos muito amplos de *roll* da aeronave, os quais são movimentos que ocorrem quando uma das asas sobe e a outra desce, constituindo um movimento de rotação no eixo principal da aeronave. Esse movimento faz com que o sinal de retorno seja, em alguns momentos, recebido em partes diferentes da abertura da antena, o que gera uma intensidade diferente para essa parte do sinal de retorno. Isso causa, na imagem processada, as linhas com intensidades diferentes. Esse problema pode ser superado através de uma equalização da intensidade média das linhas de azimute.

Se a mesma área, da Fig. 6.1, for processada com uma largura de faixa menor ($22,5MHz$), ocorre uma piora na resolução na direção de alcance, a qual passa a ser de $18,6m$. A resolução em azimute permanece constante, com valor de $10m$. Essa imagem é mostrada na Fig. 6.2 e pode-se observar que a piora na resolução provoca uma substancial queda na qualidade da imagem. Essa queda de qualidade pode ser constatada principalmente na área urbana da imagem (canto superior esquerdo); nessa parte da imagem, há um aumento da mancha branca disforme quando se compara com a imagem anterior (Fig. 6.1), a qual tinha sido processada com uma largura de faixa maior. Além disso, pode-se também concluir que a piora na resolução faz com que a imagem fique menos focada, apresentando um maior ruído *speckle* por toda a imagem.

Uma outra configuração possível para o radar é aumentar a largura de faixa do pulso transmitido, de $45MHz$ para $100MHz$, e, necessariamente, aumentar a frequência de amostragem do radar. Mantendo-se constante o número de amostras em cada linha de azimute, o aumento da frequência de amostragem causa uma redução da faixa de alcance coberta pelo radar, no solo. A vantagem de se aumentar a largura de faixa transmitida é a possibilidade de melhorar a resolução da imagem processada. A mesma área, das Figs. 6.1 e 6.2, foi processada com essa outra configuração; o resultado é mostrado na Fig. 6.3, para uma largura de faixa processada de $52,5MHz$, resultando em uma resolução em alcance de $8m$. Os parâmetros dessa configuração



Figura 6.2: Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $18,6m$ em alcance. $22,5MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $14km$ em alcance.

são mostrados na Tabela 6.2.

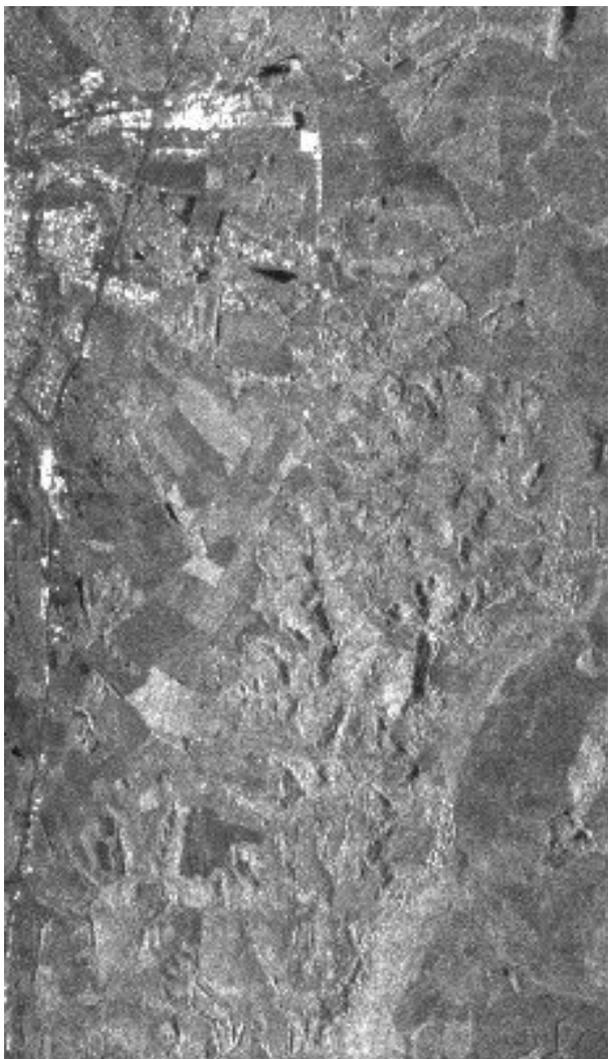


Figura 6.3: Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $8m$ em alcance. $52,5MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.

Essa melhor resolução em alcance, na imagem da Fig. 6.3, faz com que a imagem seja mais bem definida na área urbana, quando comparada com as imagens com pior resolução (Figs. 6.1 e 6.2). Isso acontece porque a resolução é um fator determinante na área urbana, onde os alvos potenciais são muito próximos entre si. Além disso, a imagem é mais focada e permite a identificação de estruturas de relevo (parte central

da imagem), que não eram identificadas nas imagens anteriores.

A Fig. 6.4 mostra uma outra imagem de Itapetininga (São Paulo), processada com uma largura de faixa de $95MHz$ e com a configuração da Tabela 6.2. A resolução obtida é de $4,4m$ em alcance; essa resolução faz com que a imagem fique bastante focada, mostrando vários alvos com muita clareza. O ruído na imagem foi bastante reduzido, devido à diminuição substancial dos lóbulos secundários do sinal de retorno.

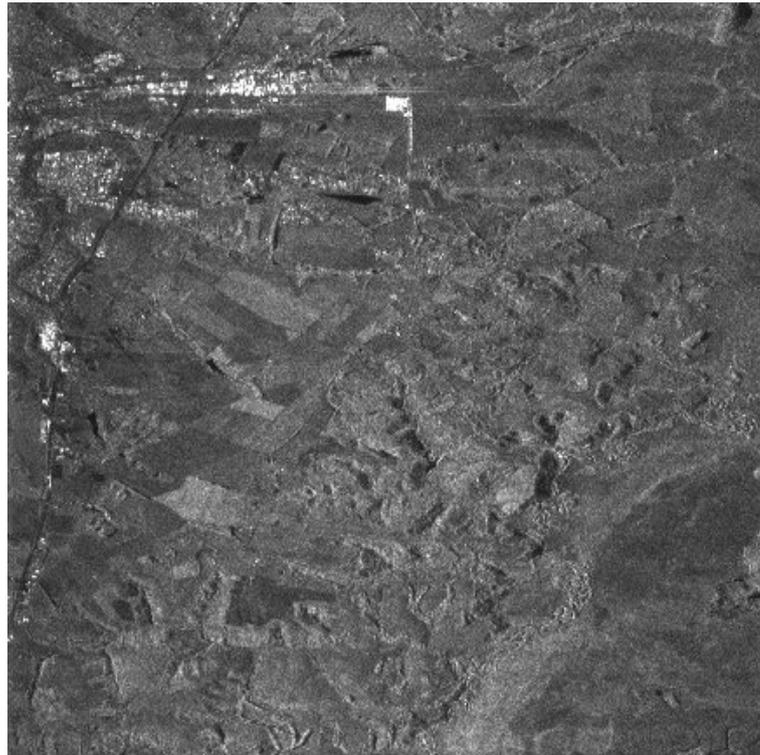


Figura 6.4: Imagem de uma área de Itapetininga, SP, Brasil. Resolução de $10m$ em azimute x $4,4m$ em alcance. $95MHz$ de largura de faixa processada. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.

É também importante destacar a diferença de refletividade existente entre superfícies diferentes. A refletividade de uma superfície está ligada à sua rugosidade; quanto mais rugosa a superfície, maior o potencial de espalhar o sinal emitido de volta para a antena do radar e, portanto, maior a intensidade do sinal de retorno. Por outro lado, superfícies pouco rugosas, como a superfície de um lago, apresentam refletividade quase especular, refletindo muito pouco sinal de volta para a antena.

Frequência da Portadora	9,55 GHz
Polarização	HH
Largura de Faixa do Pulso de Transmissão	100 MHz
PRF	1500 Hz
Velocidade	110 m/s
Altitude do vôo	23000 ft
Frequência de Amostragem	200 MHz
Número de Amostras em cada Linha de Azimute	8192
Número de Linhas em Azimute	160000
Dimensão da Imagem em Alcance	7000 m
Dimensão da Imagem em Azimute	10560 m
Resolução em Azimute	10 m
ϕ_{max}	$\pi/2$ rad
Sobreposição das Sub-aberturas	0,25
Ângulo Inicial da Faixa Lateral	21°

Tabela 6.2: Parâmetros da configuração do radar para uma largura de faixa de pulso de $100MHz$ e $200MHz$ de frequência de amostragem. Largura de faixa no solo de $7km$.

Isso faz com que a superfície da água apareça muito escura na imagem do radar. Isso pode ser muito bem observado na Fig. 6.5, onde há no canto superior esquerdo a presença de um lago, esse lago apresenta-se bastante escuro na imagem do radar e destaca-se das outras áreas.

Pode-se, ainda, alterar o ângulo inicial da faixa lateral de imageamento do radar. Para isso, basta atrasar o tempo de início da gravação do sinal de retorno, porque à medida que o ângulo de visada lateral aumenta, a coordenada de alcance aumenta e, desta forma, o tempo de retorno do sinal emitido também aumenta. Nas configurações anteriores (Tabelas 6.1 e 6.2), o ângulo de início da faixa lateral era de 21° , mas, na Fig. 6.7, foi usado um ângulo de início da faixa lateral de 29° , com um comprimento de faixa de $7km$, que corresponde à metade da faixa no solo da Fig. 6.6, que foi gravada com um ângulo inicial de 21° e um comprimento de faixa de $14km$. Assim, quando compara-se as Figs. 6.6 e 6.7, percebe-se que a imagem desta última corresponde à segunda metade da faixa lateral da primeira.

As imagens obtidas com o processador, em tempo real, apresentam uma boa

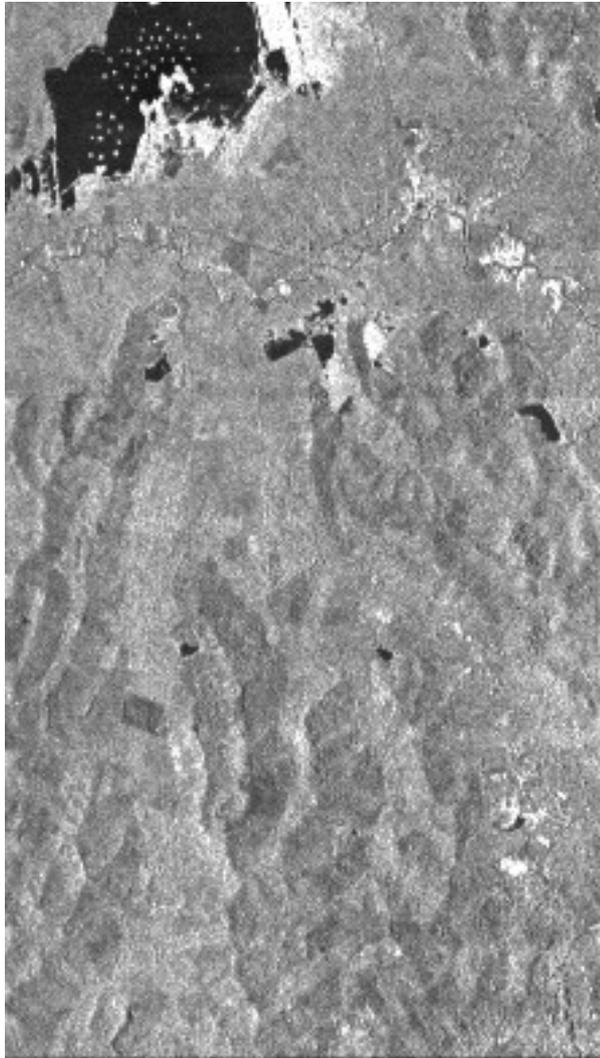


Figura 6.5: Imagem de Itapetininga-SP mostrando a presença de um lago no canto superior esquerdo. Resolução de $10m$ em azimute e $5m$ em alcance. Largura de faixa processada de $82,5MHz$. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.



Figura 6.6: Imagem de Itapetininga-SP com resolução de $10m$ em azimute e $10m$ em alcance. Largura de faixa processada de $40MHz$. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $14km$ em alcance.

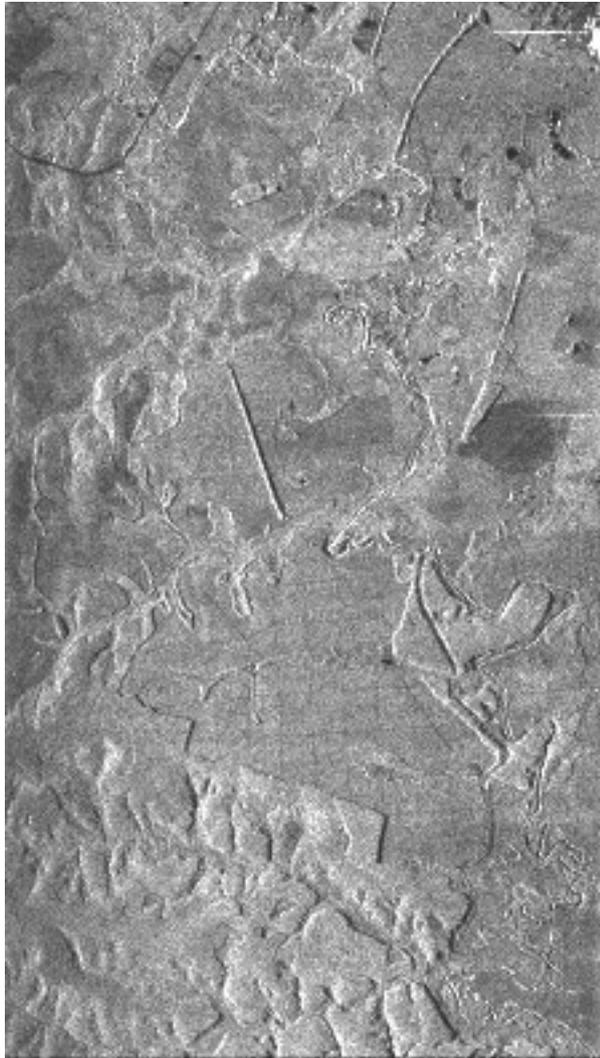


Figura 6.7: Imagem de Itapetininga-SP gravada com um ângulo inicial de faixa lateral de 29° . Resolução de $10m$ em azimute e $3,25m$ em alcance. Largura de faixa processada de $95MHz$. A imagem possui $10,6km$ em azimute por $7km$ em alcance.

qualidade, pois até mesmo formações de relevo montanhoso podem ser observadas nas imagens. Essa característica é bem destacada na imagem da Fig. 6.8, na qual o relevo mais elevado pode ser visto no canto superior direito. Como o SAR é um sistema de visada lateral, formações elevadas produzem sombras na imagem, como mostra a Fig. 6.8.

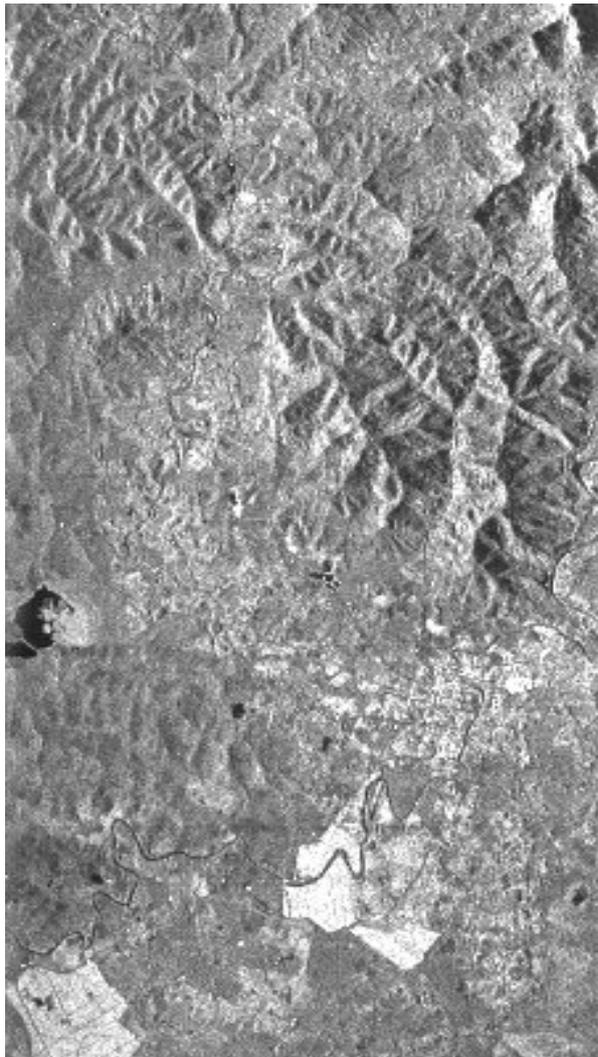


Figura 6.8: Imagem mostrando formações de relevo mais elevadas na imagem SAR. Resolução de $10m$ em azimute e $3,25m$ em alcance. Largura de faixa processada de $95MHz$. A imagem possui $12km$ em azimute por $7km$ em alcance.

Para se destacar a qualidade do processador em tempo real, é apresentada, na

Fig. 6.9, uma imagem de Itapetininga-SP, que foi processada com o processador SAR da empresa Orbisat. O processador SAR utilizado para a obtenção da imagem da Fig. 6.9, não possui as aproximações que foram feitas no processador em tempo real. A imagem da Fig. 6.9 possui uma resolução de $2,5m$ em azimute por $2,5m$ em alcance, além disso, essa imagem está muito bem focada e apresenta muito pouco ruído *speckle*. No entanto, pode-se observar que uma imagem dessa mesma área (Fig. 6.1), processada com o algoritmo de tempo real, é bastante fiel à imagem obtida com o processador sem aproximações. Nota-se que as duas imagens apresentam a mesma estrutura e posicionamento dos alvos. Vale destacar que a imagem da Fig. 6.9 está geo-referenciada.

A Fig. 6.10 mostra a resposta ao impulso do processador em tempo real implementado. A resposta ao impulso do processador aproxima-se do filtro casado, ou seja, ela é dada pelo complexo conjugado do sinal transmitido. Nesse sentido, a resposta ao impulso do processador é o complexo conjugado do pulso com gorjeio

Além disso, a qualidade do processador pode ser medida pela resposta do processador, tendo como sinal de entrada, um pulso com gorjeio. Essa resposta do processador, ao pulso com gorjeio, pode ser visto na Fig. 6.11

A resposta do processador ao pulso com gorjeio se aproxima do impulso unitário, à medida que o processador se aproxima de um processador ideal. Uma medida da qualidade do processador pode ser dada pela relação entre o lóbulo principal e o secundário, na resposta ao pulso com gorjeio. Na Fig. 6.11, a relação entre o lóbulo principal e secundário é de $3,9dB$, para os valores de ϕ_{emax} e B dados pela Tabela 6.1. Se esses valores forem alterados, altera-se a qualidade do processador.

Um outro ponto, que vale ressaltar, é a velocidade de processamento do processador em tempo real implementado. Para que ele trabalhe em tempo real, com sucesso, uma linha de azimute deve ser processada antes que a próxima linha seja gravada. Nesse sentido, uma linha de azimute, que corresponde a um pulso do radar, deve ser processada antes que o próximo pulso de retorno seja recebido. Dado que, pela Tabela 6.1, a taxa de repetição dos pulsos do radar (PRF) utilizada é de $1500Hz$,

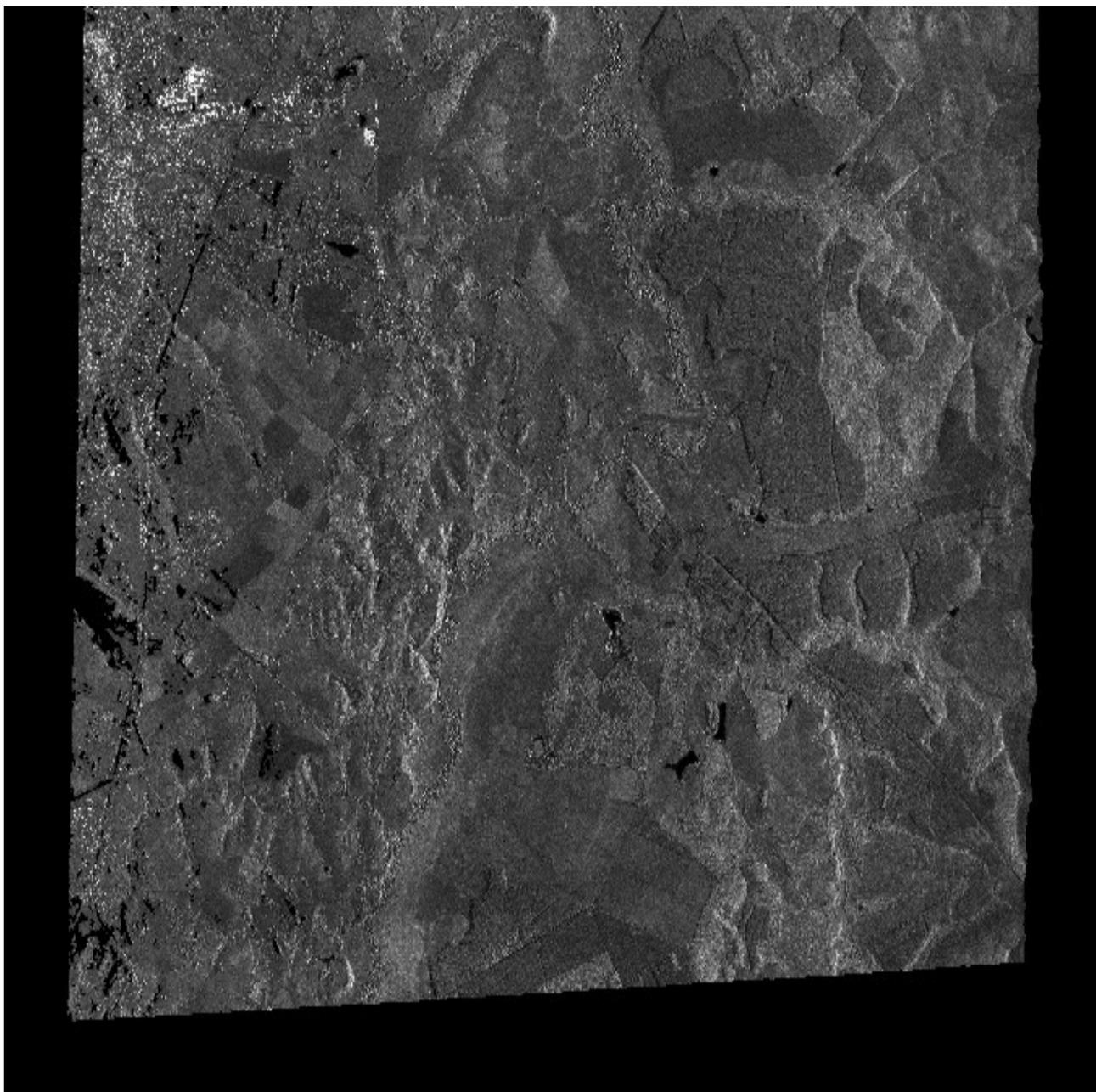


Figura 6.9: Imagem obtida com o processador SAR sem as aproximações necessárias ao processador em tempo real.

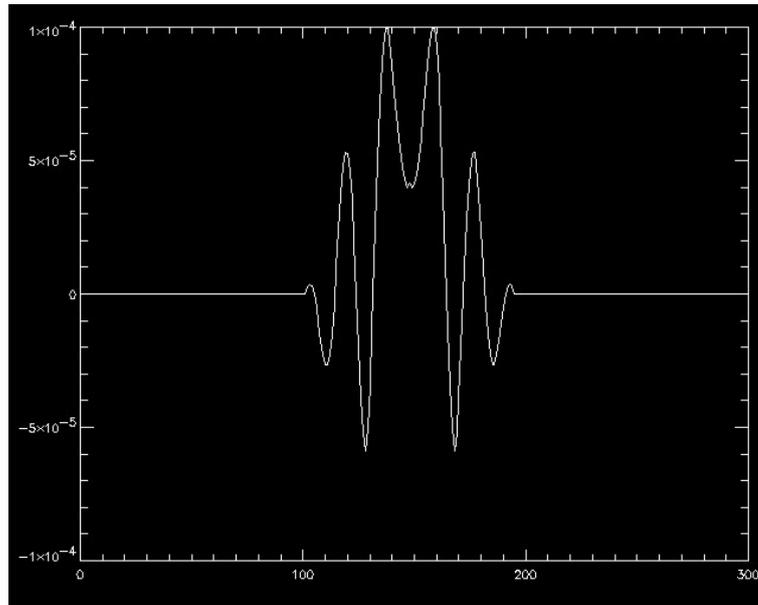


Figura 6.10: Resposta ao Impulso do Processador em Tempo Real

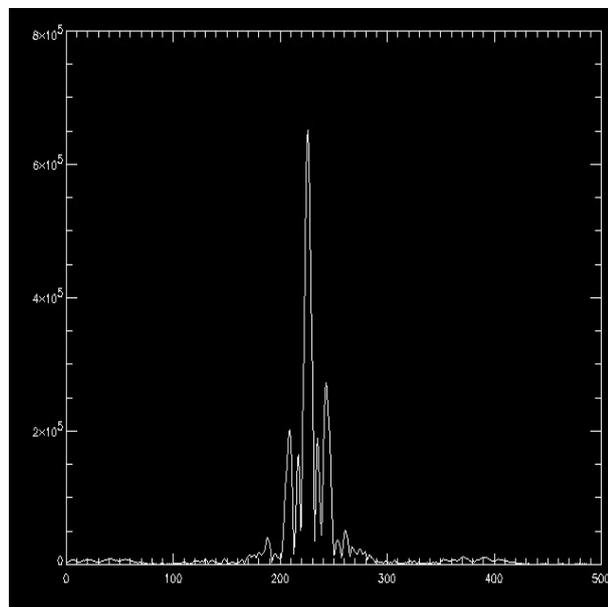


Figura 6.11: Resposta do Processador em Tempo Real, tendo como Entrada um Pulso de gorjeio

então o intervalo de tempo entre dois pulsos consecutivos é de

$$\Delta t = \frac{1}{PRF} = \frac{1}{1500} = 0,667ms \quad (6.2)$$

Dessa forma, é necessário que o processador execute uma linha de azimute em um tempo de até $0,667ms$, para que ele possa trabalhar em tempo real adequadamente. Para que o processador em tempo real tenha um intervalo de processamento maior, o PRF pode ser reduzido para $700Hz$; isso forneceria um intervalo de processamento de $1,4ms$. Além disso, para aumentar, ainda mais, a velocidade do processador, foi utilizada uma técnica de sub-amostragem dos dados em alcance (*presuming*); assim, os dados em alcance foram reduzidos por um fator de sub-amostragem de 8. Essa sub-amostragem é efetuada no módulo que faz a conversão dos dados brutos, de reais para complexos (vide Apêndice B). Com a utilização dessa sub-amostragem e com a redução do PRF, o processador é capaz de trabalhar em tempo real com sucesso. Com essa configuração, o processador em tempo real processa uma linha de azimute em $1,25ms$ para uma largura de faixa de $3MHz$, o que é suficiente para processamento em tempo real.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

Neste trabalho, foi reportado o desenvolvimento de um processador SAR, em tempo real, de baixo custo que pode ser usado em aplicações que exigem a produção de imagens digitais em tempo real. O processador em tempo real foi acoplado ao sistema OrbiSAR-1, o qual é um sistema SAR aerotransportado operando na banda X. Os dados brutos SAR são processados à medida em que são gravados em disco e o resultado é mostrado em tempo real, para um usuário situado na plataforma aérea. Além disso, as imagens resultantes são armazenadas em uma mídia removível.

O processador utiliza o método de sub-aberturas para produzir imagens digitais com resoluções da ordem de $10m$. O método de sub-aberturas implementado consiste em dividir a largura de faixa total do sinal de retorno do radar em partes chamadas sub-aberturas; em cada sub-abertura é feita uma correção aproximada da história de fase do sinal de retorno do radar. A implementação do processador em tempo real, nesse trabalho, difere do que foi reportado anteriormente em [12], pois naquele trabalho o processador havia sido implementado através de um circuito dedicado, mas no presente estudo a implementação foi feita totalmente via programas computacionais. A vantagem da implementação via programas é que o sistema possui uma maior flexibilidade e um custo mais reduzido. Com o processador em tempo real, pode-se produzir imagens SAR de alta qualidade, sem contudo ser necessária a utilização de circuito dedicado ou de grandes recursos computacionais e de memória. O processador foi codificado em linguagem C, de forma bastante otimizada e eficiente, o que permite que o processador produza imagens com resoluções da ordem de $10m$, em tempo real.

Os resultados obtidos com o processador implementado comprovam a sua capacidade de produzir imagens de alta qualidade em tempo real e, além disso, com resolução suficiente para que ele seja empregado em mapeamento, monitoramento de desastres

ambientais ou vigilância militar. A resolução obtida em azimute foi de $10m$ e em alcance, várias resoluções foram obtidas, com a melhor resolução sendo da ordem de $3,25m$. O processador foi amplamente testado em várias configurações diferentes do radar e do processador SAR e ele foi capaz de produzir imagens de qualidade para várias áreas diferentes.

Como foi mostrado no Capítulo 6, a resolução obtida com o processador em tempo real é da ordem de $10m$ em azimute e em alcance, o que é suficiente para os fins de monitoramento de desastres ambientais ou vigilância militar. Por exemplo, no monitoramento de derramamentos de óleo no mar, segundo estudos efetuados pela agência espacial européia, resoluções da ordem de $100m \times 100m$ são suficientes para o objetivo de detecção de manchas de óleo no mar. Além disso, o potencial de detecção de óleo, através de imagens SAR, advém do fato de que o derramamento forma uma camada compacta de óleo na superfície do mar, o que amortece as pequenas ondas oceânicas devido a uma maior viscosidade dessa camada superior. Assim, ocorre uma redução da rugosidade da superfície oceânica, o que faz com que haja uma drástica redução da quantidade de energia que é refletida de volta para o radar e, por conseguinte, a mancha de óleo aparece como uma área bastante escura na imagem SAR, ainda mais escura que a água pura.

Dessa forma, como um próximo passo nessa pesquisa, sugere-se a utilização do processador em tempo real para produzir imagens SAR de áreas marítimas onde haja derramamento de óleo, para se analisar a capacidade do processador de identificar manchas de óleo no mar. Esse estudo teria grande utilidade, pois a busca por reservas de petróleo avança cada vez mais para águas mais profundas e, por isso, é constante o transporte de petróleo por via marítima em grandes navios tanques. Com isso, o potencial para um derramamento de óleo é muito grande e os derramamentos se tornaram um séria ameaça ecológica para os oceanos do planeta. A quantidade de óleo derramada em todo mundo anualmente foi estimada em mais de 4,5 milhões de toneladas (segundo informações da agência espacial européia). Nesse sentido, várias comissões internacionais foram formadas, na tentativa de coibir a poluição marítima. Para que os derramamentos sejam detectados a tempo e os culpados sofram as penas legais, é fundamental que o monitoramento lance um alarme o mais rápido possível.

Daí, tem-se a necessidade de utilizar um sistema de sensoriamento remoto ativo como o SAR e que tenha capacidade de produzir imagens em tempo real.

O objetivo futuro seria a calibração do processador para detectar a presença de óleo e, também, estudar a eficiência desse processador nessa detecção. Além disso, é interessante o desenvolvimento de um mecanismo que possa permitir a identificação das coordenadas geográficas na imagem obtida em tempo real, pois isso permitiria uma medição precisa da extensão da mancha de óleo e facilitaria o contenção dos derramamentos. Isso exigiria uma combinação dos dados produzidos pelo processador em tempo real com os dados provenientes de um sistema de posicionamento global (*Global Positioning System* - GPS). Mas, além disso, para tornar essa medida bastante precisa, o sinal do GPS teria de ser corrigido em tempo real, para compensar os erros inseridos no sistema.

Há, também, a intenção de se estudar a utilização do processador SAR, em tempo real, na vigilância militar de áreas estratégicas ou de difícil acesso logístico. Nesse estudo, o objetivo seria estudar a capacidade do sistema de detectar pistas de pouso clandestinas em áreas de floresta densa, áreas de mineração ilegal, desmatamentos em áreas de reserva, etc.

Para a utilização do sistema em tempo real no monitoramento e na vigilância, é importante o desenvolvimento de uma antena que possa cobrir uma área maior no solo, pois, assim, seria possível imagear uma área muito maior com o mesmo tempo de vôo; isso possibilitaria um ganho de tempo fundamental no monitoramento de desastres ambientais, onde o tempo é um fator chave para a contenção do desastre. Ademais, isso também implicaria um custo menor para o imageamento, uma vez que, com o mesmo tempo de vôo uma área maior poderia ser mapeada. A antena atual alcança até $14km$ de distância em alcance no solo; no entanto, para aumentar a eficiência do sistema, seria importante o desenvolvimento de uma antena que atinja uma distância de até $100km$ em alcance no solo. Para satisfazer essa especificação, a antena a ser utilizada deve ser do tipo *slots array*, pois, com essa antena, seria possível obter um ângulo muito grande em elevação e estreito em azimute. A antena atual do sistema OrbiSAR-1 é uma antena do tipo corneta, como pode ser observado no Apêndice D.

APÊNDICE A

A MÉDIA MÓVEL - MA

O sistema genérico de média móvel é definido pela equação

$$\begin{aligned} y[n] &= \frac{1}{M_1 + M_2 + 1} \sum_{k=-M_1}^{M_2} x[n - k] \\ &= \frac{1}{M_1 + M_2 + 1} \{x[n + M_1] + \\ &\quad x[n + M_1 - 1] + \dots + x[n] + x[n - 1] + \dots + x[n - M_2]\} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Este sistema calcula a n-ésima amostra, da seqüência de saída como a média de $(M_1 + M_2 + 1)$ amostras da seqüência de entrada, em torno da n-ésima amostra. Dessa forma, a média móvel é uma forma de integração muito rápida, pois, para obter um termo, basta subtrair a última amostra e somar a próxima. A Fig. A.1 ilustra o processo de cálculo de uma média móvel, com uma janela de 5 amostras.

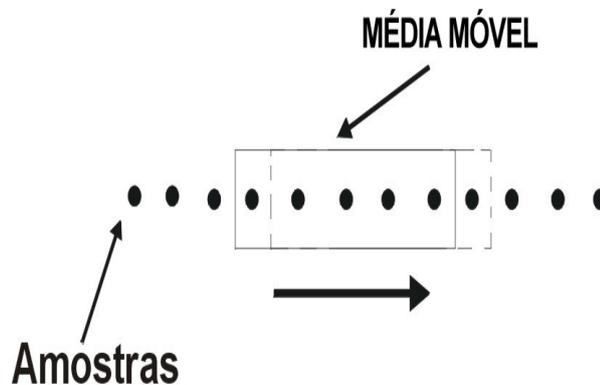


Figura A.1: Ilustração de uma média móvel, com janela de 5 amostras

APÊNDICE B

ALGORITMO RÁPIDO DE CONVERSÃO DOS DADOS BRUTOS SAR, DA FORMA REAL PARA A FORMA COMPLEXA

Os dados brutos provenientes do radar são valores de tensão que têm sua forma de onda variando no tempo, ou seja, os dados brutos do radar são sinais que estão na forma real. No entanto, o processamento SAR exige ajustes de frequência e fase nos dados brutos; se os dados brutos forem convertidos para a forma complexa, uma simples multiplicação da amostra por um número complexo adequado pode efetuar os ajustes necessários. Assim, é essencial que os dados brutos do radar estejam na forma complexa e, para aplicações em tempo real, é necessária que essa conversão seja realizada de maneira rápida. O processo de conversão dos dados, de reais para complexos, é conhecido como *Demodulação em Quadratura*.

O processo de demodulação em quadratura pode ser efetuado nos sinais analógicos ou nos sinais já digitalizados. Nesse apêndice só será apresentado o processo de conversão dos sinais digitalizados da forma real para a complexa. O procedimento de demodulação em quadratura, para um sinal digital, envolve os seguintes passos:

- Deslocar o sinal em frequência, para remover a frequência da portadora.
- Passar o sinal por um filtro passa-baixas, para remover as componentes de alta frequência, resultantes do primeiro passo.
- Sub-amostrar o sinal filtrado, para reduzir a taxa de amostragem

Considerando um sinal real e com banda de frequência limitada, $s_r(m)$, esse sinal consiste de M amostras, com $m = 0, 1, \dots, M - 1$. A taxa de amostragem desse sinal é F_{rs} e produz um espaçamento de $1/F_{rs}$ entre as amostras. A maioria dos sistemas de radar coloca o sinal $s_r(m)$ em uma portadora com frequência igual a um quarto da

freqüência de amostragem do conversor A/D. Tal escolha minimiza a largura de faixa requerida nos sub-sistemas do A/D. O algoritmo de conversão rápida, de real para complexo, explora essa propriedade para diminuir o número de cálculos necessários.

O primeiro passo, no procedimento de conversão, é remover a freqüência da portadora, f_{vo} , através da multiplicação de $s_r(m)$ por uma exponencial complexa, com fase $-2\pi f_{vo}m/F_{rs}$. O resultado deste passo é um sinal complexo com um comprimento de M amostras. Como foi assumido que $f_{vo}/F_{rs} = 1/4$, a exponencial complexa utilizada, para eliminar a portadora, tem a propriedade de que as componentes reais são alternadamente iguais a zero, o mesmo acontecendo com as componentes complexas. Além disso, as componentes reais e complexas alternam entre $+1$ e -1 . Os primeiros valores da exponencial em questão podem ser vistos na expressão

$$e^{-j\frac{\pi}{2}m} = \begin{cases} 1 + j0 & m = 0 \\ 0 - j1 & m = 1 \\ -1 + j0 & m = 2 \\ 0 + j1 & m = 3 \\ 1 + j0 & m = 4 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Em termos de $s_r(m)$, o produto complexo $s_c(m)$ é

$$s_c(m) = \begin{cases} s_r(0) + j0 & m = 0 \\ 0 - js_r(1) & m = 1 \\ -s_r(2) + j0 & m = 2 \\ 0 + js_r(3) & m = 3 \\ s_r(4) + j0 & m = 4 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Dessa forma, calcula-se $s_c(m)$ simplesmente negando $s_r(m)$ para valores adequados de m e inserindo zeros como componentes reais ou complexos, quando necessário.

O próximo passo no procedimento é remover as componentes de alta frequência, devido à operação de mixagem. Um filtro ótimo de resposta ao impulso finita efetua a filtragem necessária. A filtragem digital reduz a energia total do sinal pela metade, porque ele remove completamente uma banda lateral. Filtragem passa-baixa deixa o sinal super-amostrado por um fator de 2. Assim, deve-se efetuar um processo de sub-amostragem do sinal para evitar cálculos desnecessários.

Nesse trabalho, a filtragem necessária foi realizada através de uma operação de média móvel, a qual funciona como um filtro de suavização. Com a utilização da média móvel houve um ganho considerável de velocidade no processo de conversão do sinal.

APÊNDICE C
ALGORITMO DE PROCESSAMENTO SAR EM TEMPO
REAL CODIFICADO NA LINGUAGEM IDL

```
pro rcomp_ma2,root,channel,n

if (size(root))(1) eq 0 then begin
print,'moving average processing in range'
print,'rcomp_ma2,root,channel,n'
print,'root = full file path ; channel = ch nr ; n = nr of flight lines to be
processed'
goto,fim
endif

;PRINT INITIAL TIME
print,'initial processing time is: '+systime(0)

;PARAMETERS
lineBytes=8192l
df=45e6
dt=7e-6
pi=3.141592
BW=9e6
fi=pi/2
fs=(100e6)/2 ; sampling frequency reduced because of the undersampling in the
real-to-complex conversion
T=1/fs
ovl=0.25
```

```

;CALCULATED SUBAPERTURE PARAMETERS
b=(df/dt)*pi
T1=2*sqrt(fi/b)
Nmave=fix(T1*fs)
N1ovl=0.5*(fix((pi*BW)/(2*(1-ovl)*sqrt(b*fi)))-1)

; CONVERT THE RAWDATA TO COMPLEX
close,/all
openr,lun1,root+'.chan'+string(channel,format='(i3.3)'),/get

; define work variables
m=long(n*lineBytes) ; number of samples
a=bytarr(n*lineBytes)
sr=fltarr(n*lineBytes)
sc=complexarr(n*lineBytes)
sigr=1 ; signal of real part
sigi=-1 ; signal of imaginary part

; read the file to the byte array
readu,lun1,a
sr=float(a)-mean(a) ; take offset out

; calculate complex array
for i=0l,m-1 do begin
if(i mod 2) eq 0 then begin
sc(i)=complex(sigr*sr(i),0)
sigr=(-1)*sigr
endif else begin
sc(i)=complex(0,sigi*sr(i))
sigi=(-1)*sigi

```

```

endelse
endfor

; filter
y=smooth(sc,2)

y=congrid(y,m/2l)

openw,lun2,root+'.chan'+string(channel,format='(i3.3)')+'.rc',/get
writeu,lun2,y
close,lun1,lun2 & free_lun,lun1,lun2
; END OF COMPLEX CONVERSION

; READ THE COMPLEX FILE
close,/all
openr,lun1,root+'.chan'+string(channel,format='(i3.3)')+'.rc',/get
carray=complexarr(lineBytes/2,n)
resarray=complexarr(lineBytes/2,n)
s=complexarr(lineBytes/2)
readu,lun1,carray
carray=conj(carray)

for i=0l,long(n-1) do begin ; loop of flight lines
for ns=(-1)*N1ovl,N1ovl do begin ; loop of subapertures
k=lindgen(lineBytes/2)
; frequency shift
s(k)=carray(k,i)*complex(cos(2*ns*(1-ovl)*T1*b*T*k),(-1)*sin(2*ns*(1-ovl)
T1*b*T*k))
; moving average
s=smooth(s,Nmave)
s=smooth(s,Nmave)

```

110

```
;time shift
s=shift(s,(ns*(1-ovl)*T1)/T)
; second frequency shift
s(k)=s(k)*conj(complex(cos(2*ns*(1-ovl)*T1*b*T*k),(-1)*sin(2*ns*(1-ovl)*T1*b*T*k))
)/complex(cos(b*(ns*(1-ovl))*(ns*(1-ovl))*T1*T1),sin(b*(ns*(1-ovl))*(ns*(1-ovl))
T1*T1))
; coherent sum
resarray(k,i)=resarray(k,i)+s(k)
endfor
endfor

; azimuth compression
for i=0,(lineBytes/2)-1 do begin
resarray(i,0)=transpose(smooth(transpose(resarray(i,*)),154))
resarray(i,0)=transpose(smooth(transpose(resarray(i,*)),154))
endfor

window,0,retain=2
tv,bytsc1(rebin(abs(resarray),512,50),0,0.6)

close,lun1 &free_lun,lun1

;PRINT FINAL TIME
print,'final processing time is: '+systemtime(0)

fim:

return
end
```

APÊNDICE D

A ANTENA DE CORNETA DO RADAR DE ABERTURA SINTÉTICA ORBISAR-1

Através de simulações, foram estudadas as características da antena de corneta utilizada no radar de abertura sintética OrbiSAR-1. As características da antena do radar são fundamentais para o projeto do processador que vai gerar as imagens, a partir dos dados brutos do radar. O ganho da antena, e suas perdas, estão ligados à relação sinal/ruído do radar e é essa relação que define a sensibilidade do radar na detecção de alvos. Além disso, os ângulos de abertura da antena, em azimute e em elevação, indicam *a priori* a resolução que o radar é capaz de atingir sem um processamento SAR. O nível dos lóbulos secundários da antena também é uma característica de projeto importante na antena do radar.

No presente estudo, as características da antena de corneta do OrbiSAR-1 foram obtidas através de simulações num programa de simulação de estruturas eletromagnéticas da Zeland Corporation, chamado IE3D e, posteriormente, esses resultados foram comparados com resultados obtidos através de medições práticas efetuadas nas antenas. No programa de simulação, foi feito um desenho esquemático da antena utilizada numa ferramenta de desenho específica do programa e, então, as características elétricas do material e a excitação da estrutura foram definidas, de acordo com o sistema físico existente. Dessa forma, o programa fornece as características básicas da antena, tais como, o ganho em função da frequência de excitação, o padrão de radiação bidimensional na direção de elevação ou de azimute e o diagrama de radiação tridimensional da antena. A antena do sistema OrbiSAR-1 trabalha na faixa de 9,6GHz.

A estrutura da antena é mostrada na Fig. D.1

A antena do sistema OrbiSAR-1 é formada por quatro antenas do tipo corneta retangular piramidal, distribuídas ao longo do eixo de azimute (eixo x na Fig. D.1). Essa

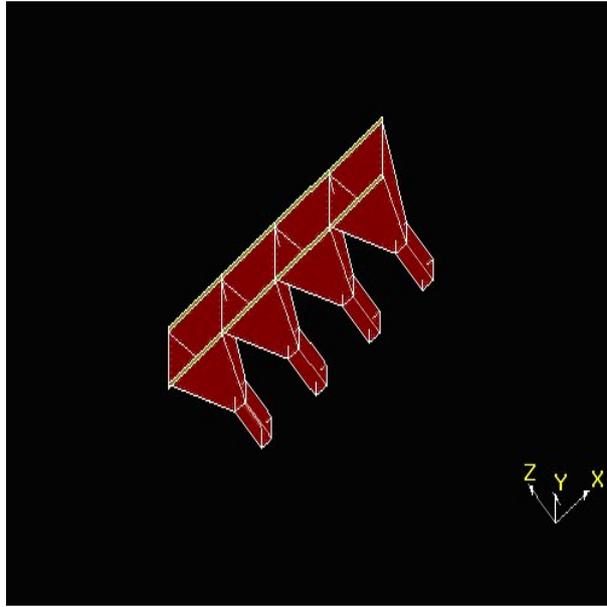


Figura D.1: Estrutura da antena do sistema SAR OrbiSAR-1

estrutura é excitada por um guia de onda transportando uma onda eletromagnética na banda X (9,6GHz).

Se apenas uma das quatro cornetas for considerada na simulação, obtém-se o diagrama tridimensional de radiação, mostrado na Fig. D.2.

Através da simulação de apenas uma corneta, foi possível medir a largura de feixe para metade da potência, a qual é de 26° no plano H (azimute ou $f = 0^\circ$) e de 32° no plano E (elevação ou $f = 90^\circ$). No entanto, uma largura de feixe de 26° no plano H é considerada imprópria para a operação adequada de um sistema de radar SAR, pois, na direção de vôo, o feixe deve ser bastante estreito para que seja possível a detecção de alvos razoavelmente próximos entre si, no eixo de azimute. Por outro lado, a largura de feixe, no plano E, é de 32° , a qual é bastante adequada para a operação do radar, pois no plano de elevação espera-se que a antena do radar ilumine uma faixa da ordem de até $14km$, a uma altura de $7km$. Assim, deve-se apenas diminuir a largura de feixe no plano H, para que a antena possa ser utilizada com sucesso no sistema. Para tanto, poderia ser aumentado o comprimento da antena, no plano H; o comprimento deveria ser aumentado da ordem de quatro a cinco vezes. No entanto,

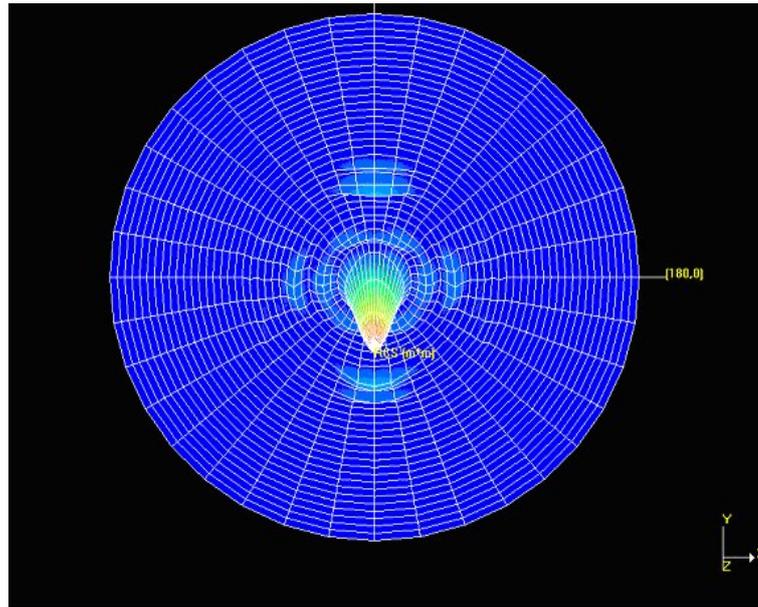


Figura D.2: Diagrama de radiação tridimensional para apenas uma corneta da antena do sistema OrbiSAR-1

um comprimento da ordem de 60 comprimentos de onda, ou mais, não seria adequado num sistema aerotransportado, no qual o comprimento da antena não deve ser muito grande. Dessa forma, a solução encontrada foi utilizar quatro cornetas distribuídas ao longo do eixo de azimute, pois, dessa forma, obtém-se uma diminuição na largura de feixe, em azimute, da ordem de quatro vezes. Assim, a largura de feixe, no plano H, seria de aproximadamente 7° .

A antena, formada por quatro cornetas distribuídas no eixo de azimute, tal como na Fig. D.3, foi simulada no programa IE3D e os resultados são mostrados nas Figs. D.3, D.4 e D.5.

O diagrama de radiação tridimensional da antena mostra que a largura de feixe é bastante estreita, no plano H, e é consideravelmente ampla no plano E, tal como é necessário para sua utilização no radar de abertura sintética. Essas características podem ser melhor visualizadas através dos diagramas de radiação bidimensionais, nos planos H e E, mostrados na Fig. D.6.

Essa figura mostra que a largura de feixe, para metade da potência, é de aproximadamente 7° , no plano H, e de 32° , no plano E. Tal como era esperado, a largura

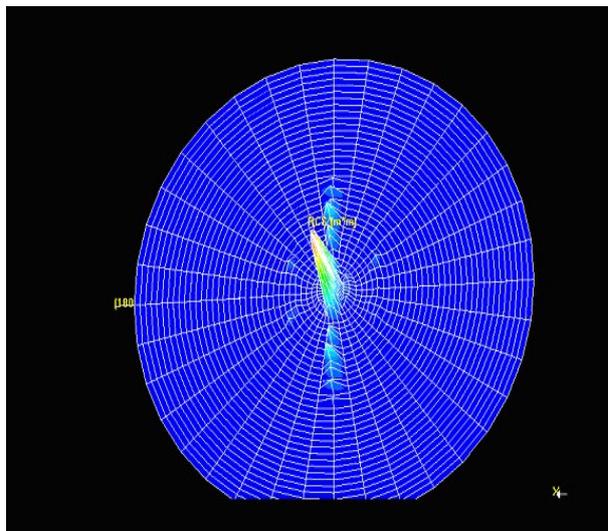


Figura D.3: Diagrama de radiação tridimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1 - vista superior

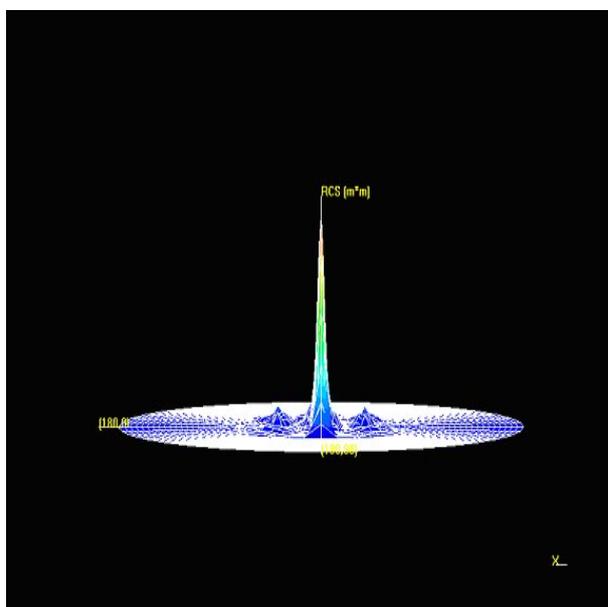


Figura D.4: Diagrama de radiação tridimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1 - vista frontal

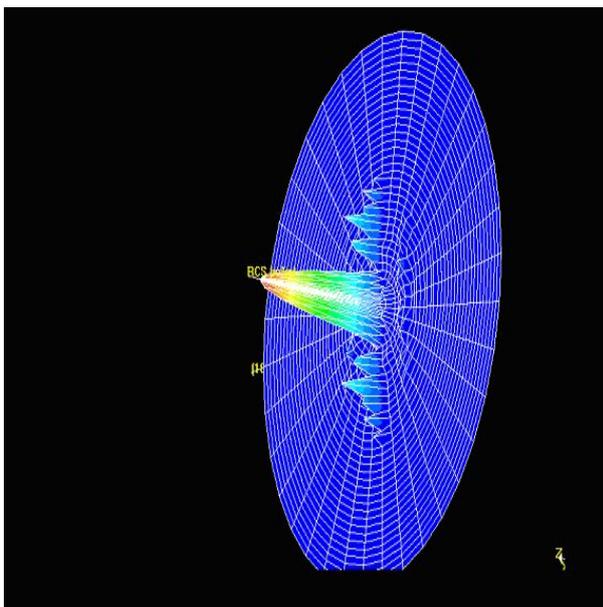


Figura D.5: Diagrama de radiação tridimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1 - vista lateral

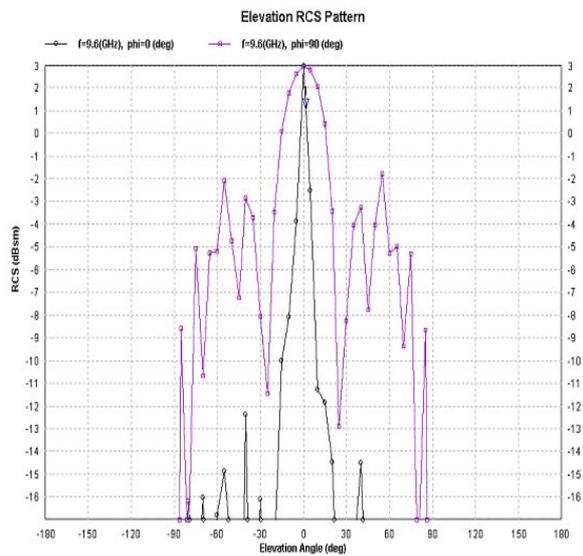


Figura D.6: Diagrama de radiação unidimensional da antena do sistema SAR OrbiSAR-1, mostrando os ângulos de azimute ($\phi = 0^\circ$) e de elevação ($\phi = 90^\circ$)

de feixe, na direção de azimute, foi diminuída por um fator de quatro, através da utilização de quatro cornetas, ao invés de apenas uma. Isso pode ser explicado de forma simples através da relação entre comprimento de uma antena, em um eixo, e sua largura de feixe, nesse mesmo eixo. Quando se aumenta o comprimento de uma antena em um eixo, a largura do feixe emitido, nesse mesmo eixo, tende a diminuir linearmente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Curlander, J. C., McDonough, R. N. (1991). *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing*, John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Ulaby, F. T., R. K. Moore e A. K. Fung (1981). *Microwave Remote Sensing*, Vol. 1, Addison-Wesley, Reading, MA.
- [3] Ulaby, F. T., R. K. Moore e A. K. Fung (1981). *Microwave Remote Sensing*, Vol. 2, Addison-Wesley, Reading, MA.
- [4] Wiley, C. A. (1965). "Pulsed Doppler Radar Methods and Apparatus", United States Patent, No. 3,196,436, Filed August 1954.
- [5] Anderson, Bruford, Squire, Wakeman. *Fragile*. Atlantic, 1973.
- [6] Cutrona, L. J., W. E. Vivian, E. N. Leith and G. O. Hall (1960). "Optical Data Processing and Filtering Systems", IRE Trans. Information Theory, IT-6, pp. 386-400.
- [7] North, D. O. (1963), "An analysis of the factors which determine signal/noise discrimination in pulsed-carrier systems," *Proc. IEEE*, 51(7), pp. 1016-1027.
- [8] Whalen, A. D. (1971). *Detection of Signals in Noise*, Academic Press, New York.
- [9] Silver, S. (1949). *Microwave Antenna Theory and Design*, McGraw-Hill, New York.
- [10] Harger, Robert O. (1970). *Synthetic Aperture Radar Systems: Theory and Design*, Academic Press, Inc., New York and London.
- [11] Barber, B. C.(1985), "Theory of digital imaging from orbital synthetic-aperture radar," *Inter. J. Remote Sensing*, 6(7), pp. 1009-1057.
- [12] Moreira, Alberto,"Real-Time Synthetic Aperture Radar (SAR) Processing with a New Subaperture Approach", *IEEE Trans. on Geosci. and Remote Sensing*, 1992, pp. 714-722.
- [13] C. Y. Chang, M. Jin, e J. C. Curlander,"Squint mode SAR processing algorithms," in *Proc. IGARSS*, 1989, pp. 1702-1706.
- [14] G.Franceschetti e G. Schirinzi,"A SAR processor based on two-dimensional FFT codes," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, pp. 356-366, Mar. 1990.

- [15] M. Y. Jin e C. Wu, "A SAR correlation algorithm which accommodates large range migration," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. GE-22, pp. 592-597, Nov. 1984.
- [16] R. K. Raney e P. W. Vachonm, "A phase preserving SAR processor," in *Proc. IGARSS*, 1989, pp. 2588-2591.
- [17] F. Rocca, C. Prati e C. Cafforio, "A new algorithm for processing of SAR data," *ESA Contract Rep.*, ESRIN Contract 7998/88/F/FL(SC), 1989.
- [18] C. Pratti, F. Rocca, A. M. Guarnieri e E. Damonti, "Seismic migration for SAR focusing: Interferometric applications," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 28, 1990, pp. 627-639.
- [19] F. H. Wong e I. G. Cumming, "Errors sensitivities of a secondary range compression algorithm for processing squinted satellite SAR data," *Proc. IGARSS*, pp. 2584-2587, July, 1989.
- [20] M. R. Vant e K. H. Wu, "A digital SAR processor based on the coherent subaperture addition technique," in *Proc. Int. Radar Conf.*, May 1984, pp. 425-429.
- [21] Mitchel, R.L., "Creating Complex Signal Samples from a Band-Limited Real Signal," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 25 No. 3, May 1989.
- [22] Haykin, S. (1989) *An Introduction to analog and digital communications* John Wiley & Sons Inc.
- [23] Oppenheim, A. V. e Schafer, R. W. (1989) *Discrete-Time Signal Processing* Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [24] Kraus, John D.; *Antennas*; McGraw-Hill, 1950.
- [25] Barrow, W. L.; Chu, L. J.; *Theory of the electromagnetic horn*; *Proc. I.R.E.*, 1939.
- [26] Balanis, Constantine A.; *Antenna Theory*, John Wiley & Sons, 1997.