



LEONARDO SANT'ANNA BINS

**ESTIMAÇÃO DE FASE ABSOLUTA E DE LINHA DE
BASE EM RADAR INTERFEROMÉTRICO DE
ABERTURA SINTÉTICA COM MÚLTIPLAS ANTENAS**

**CAMPINAS
2014**



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas de Energia Elétrica



Leonardo Sant'Anna Bins

ESTIMAÇÃO DE FASE ABSOLUTA E DE LINHA DE BASE EM RADAR INTERFEROMÉTRICO DE ABERTURA SINTÉTICA COM MÚLTIPLAS ANTENAS

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Orientador: Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE
DEFENDIDA PELO ALUNO LEONARDO SANT ANNA BINS,
E ORIENTADA PELO PROF. DR. MAX HENRIQUE MACHADO COSTA.

Campinas
2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

B518e Bins, Leonardo Sant'Anna, 1961-
Estimação de fase absoluta e de linha de base em radar interferométrico de abertura sintética com múltiplas antenas / Leonardo Sant'Anna Bins. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Max Henrique Machado Costa.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Interferometria. 2. Radar. I. Costa, Max Henrique Machado, 1950-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Absolute phase and baseline estimation for interferometric synthetic aperture radar using multiple antennas

Palavras-chave em inglês:

Interferometry

Radar

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Max Henrique Machado Costa [Orientador]

João Roberto Moreira neto

David Fernandes

José Cândido Silveira Santos Filho

Takaaki Ohishi

Data de defesa: 06-02-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Leonardo Sant Anna Bins

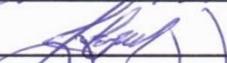
Data da Defesa: 6 de fevereiro de 2014

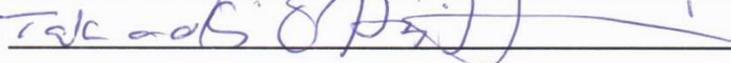
Título da Tese: "Estimação de Fase Absoluta e de Linha de Base em Radar Interferométrico de Abertura Sintética com Múltiplas Antenas"

Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa (Presidente): 

Dr. João Roberto Moreira Neto: 

Prof. Dr. David Fernandes: 

Prof. Dr. José Cândido Silveira Santos Filho: 

Prof. Dr. Takaaki Ohishi: 

Resumo

Dois problemas importantes na interferometria SAR (Synthetic Aperture Radar) são a estimação da fase absoluta e das linhas de base. O conhecimento preciso da fase absoluta e das linhas de base é fundamental para a geração de modelos digitais de superfície ou terreno com alta precisão planimétrica e altimétrica. A estimação de fase absoluta consiste em duas etapas. A primeira etapa efetua o desdobramento da fase, o qual recupera a fase absoluta com os correspondentes múltiplos de 2π . A segunda etapa consiste na estimação do deslocamento de fase, causada pela combinação de erros de sincronização no sistema de aquisição de dados com erros de processamento da Interferometria SAR (InSAR). A estimação de linha de base consiste na determinação da posição da antena escrava relativa à posição da antena mestre (ou antena de referência).

As contribuições desta tese consistem na concepção e na implementação de três métodos que se valem de múltiplas antenas (múltiplos interferogramas) para resolver esses dois problemas, como se segue. O primeiro método efetua o método de desdobramento de fase pontual, por meio do desdobramento de fase iterativo dos interferogramas, seguido da fusão dos mesmos, usando máxima verossimilhança. O segundo método refina a estimação de fase absoluta por meio da estimação do deslocamento de fase usando múltiplas antenas não colineares. O método baseia-se na minimização da distorção geométrica (ou erro relativo) induzido pelo processamento com a presença de deslocamentos de fase com valores diferentes do verdadeiro. Uma das vantagens do método é que ele dispensa a instalação de refletores de canto na região imageada. Por último, um algoritmo do tipo Monte Carlo foi desenvolvido para a determinação das posições relativas das antenas escravas em relação à antena mestre. O método utiliza refletores de canto, cujas posições em campo são conhecidas, para reduzir o erro quadrático médio.

Palavras-Chave: Interferometria em radar de abertura sintética (InSAR), estimação de fase absoluta, estimação de deslocamento de fase, estimação de linha de base.

Abstract

Two important issues in SAR interferometry (InSAR) are absolute phase and baseline estimation. The precise knowledge of these parameters is essential for the production of digital elevation models with high accuracy. The absolute phase estimation can be done in two steps. The first step performs the unwrapping of the phase, which retrieves the 2π multiples of the phase. The second step estimates the phase offset caused by a combination of errors in the acquisition system and in SAR interferometry (InSAR) processing. The baseline estimation determines the relative position of the slave antenna with respect to the master antenna (reference antenna).

The contributions of this thesis consist in the design and implementation of three methods that use multiple antennas to address the above issues. The first method performs the unwrapping of the phase in a pixel based fashion, by iteratively unfolding the phase corresponding to each interferogram, followed by maximum likelihood fusion of the unwrapped phases. The second method refines the absolute phase estimation of the first step by incorporating a phase offset estimation based on multiple, noncollinear, antennas. This is achieved by minimizing the geometrical distortion (relative error) in the reconstructed digital elevation model induced by erroneous phase offsets in the interferograms. One advantage of this method is that it does not require the deployment of corner reflector in the area to be imaged. Lastly, the third method deals with baselines estimation. A baseline is determined by the relative positions of the slave and master antennas. The estimation is performed with a greedy stochastic algorithm of Monte Carlo type which uses corner reflectors with precisely known positions. A new position for the slave antenna is accepted when the mean square error of the corner reflector positions is reduced.

Keywords: Synthetic aperture radar Interferometry (InSAR), absolute phase estimation, phase offset estimation, baseline estimation.

Sumário

Lista de figuras	xv
Lista de tabelas	xvii
Lista de abreviaturas e siglas	xix
Lista de símbolos	xxi
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Processamento InSAR.	4
1.2 Motivação da Tese.	6
1.3 Contribuição da Tese.	7
1.4 Impacto da Tese no Mercado.	9
1.5 Estrutura da Tese.	10
Capítulo 2 Fundamentos de Processamento InSAR	11
2.1 Formação da Imagem SAR.	11
2.1.1 Efeito Doppler.	14
2.1.2 Migração da Célula em Alcance.	16
2.1.3 Compressão em Alcance e Azimute.	19
2.1.4 Algoritmos.	21
2.2 Interferometria SAR.	22
2.2.1 Geometria de Aquisição.	22

2.2.2	Estatísticas do Interferograma.	26
2.2.3	Desdobramento da Fase e Geocodificação Direta	27
Capítulo 3	Desdobramento da fase interferométrica	31
3.1	Método Iterativo.	33
3.2	Fusão de Interferogramas.	35
3.3	Áreas Teste	39
3.4	Resultados e Conclusões.	43
Capítulo 4	Estimação dos Deslocamentos de Fase	51
4.1	Método da Minimização da Distorção Geométrica ou Erro Relativo.	53
4.2	Algoritmo.	55
4.3	Resultados e Conclusões.	58
4.3.1	Geometria não Colinear com Mesma Visada.	58
4.3.2	Geometria com Diferentes Visadas.	62
Capítulo 5	Estimação das Linhas de Base	67
5.1	Refletor de Canto	69
5.2	Algoritmo.	71
5.3	Resultados e Conclusões.	74
Capítulo 6	Conclusões	77
6.1	Sugestão de trabalhos futuros	79
	Referências Bibliográficas	81

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador Dr. Max Henrique Machado Costa pela confiança em mim depositada, incentivo, orientação e, muito provavelmente pela grande paciência comigo durante este período.

Agradeço também ao Dr. João Roberto Moreira Neto, que me propôs o desafio de abordar o tema tratado neste trabalho, pela confiança e amizade e também por colocar à minha disposição os dados e a infraestrutura da Bradar-Embraer Defesa e Segurança.

Agradeço também ao meu amigo Dr. Christian Wimmer pelas discussões valiosas que renderam correções de erros conceituais e *bugs*, especialmente nos softwares de geocodificação e estimação de linhas base.

Às chefias da DPI/INPE durante o período da tese, Júlio Cesar de Lima D'Alge e Leila Maria Garcia Fonseca, pelo apoio e incentivo.

Aos funcionários da Bradar-Embraer Defesa e Segurança, Dieter Lübeck, Leandro Matos, Rafael Rosa e Thiago Luiz M. Barreto pela geração dos dados utilizados neste trabalho.

À Adriana Ferreira pelo trabalho de Revisão de Texto e de Gramática.

Por último, e não menos importante, à pessoa que compulsoriamente conviveu 24 horas/dia, 7 dias/semana, os altos e baixos do desenvolvimento deste trabalho, minha esposa Moninha.

Lista de Figuras

1.1	Configuração das antenas da banda X.	2
1.2	Diferentes mapas produzidos a partir dos dados InSAR.	3
1.3	Cadeia de produção para confecção de mapas.	4
1.4	Imagem de radar do monte Etna, Itália.	5
1.5	Franjas interferométricas do monte Etna, Itália.	6
1.6	Refletor de canto.	7
2.1	Geometria de Imageamento SAR.	12
2.2	Geometria oblíqua (<i>squinted</i>) de imageamento de um alvo pontual.	16
2.3	Espalhamento dos alvos.	19
2.4	Algoritmo RDA básico.	21
2.5	Geometria de aquisição em visada lateral para duas antenas. . .	22
2.6	Padrão cíclico das franjas interferométricas.	24
2.7	Esquema para geocodificação considerando todos os elementos situados no plano Doppler zero.	29
3.1	Fluxograma do método iterativo.	35
3.2	Esquema para a fusão de interferogramas em um plano no espaço n-dimensional	37
3.3	Fluxograma para a fusão de interferogramas.	38
3.4	Imagens da área no Estado do Pará.	40

3.5	Imagens da área no Estado de Amazonas.	41
3.6	Imagens da área na Verbania, Itália.	42
3.7	MDEs resultantes.	44
3.8	Histogramas das diferenças entre MDEs na área 1.	48
3.9	Histogramas das diferenças entre MDEs na área 2.	48
3.10	Histogramas das diferenças entre MDEs na área 3.	49
3.11	Ondulações de fase na área 1.	50
4.1	Geometrias das linhas de base com respeito à distorção geométrica.	54
4.2	Projeções da distorção geométrica no espaço toroidal de deslocamentos de fase linha de base curta x linha de base longa.	59
4.3	Imagens amplitude, em linha de visada, das faixas transversais.	63
4.4	Distorção geométrica no espaço toroidal de deslocamentos de fase para linhas de base com visadas transversais.	64
5.1	Componentes de uma linha base.	68
5.2	Geometria para definição do RCS do refletor de canto.	71
5.3	Direção de máxima reflexão.	72
5.4	Geometria das linhas de base.	73

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros de voo do sistema OrbiSAR para as áreas de teste. . .	39
3.2	Altura de ambiguidades em alcance próximo e distante.	43
3.3	Variância local média baseado em uma janela 3x3.	45
3.4	Erro percentual de ambiguidade para as geocodificações individuais.	46
4.1	Parâmetros influentes na distorção geométrica.	60
4.2	Estimação dos deslocamentos de fase usando o método proposto para geometria com mesma visada.	61
4.3	Parâmetros de voo do sistema OrbiSAR-1 para as faixas teste. . . .	62
4.4	Estimação dos deslocamentos de fase usando o método proposto para geometria com diferentes visadas.	65
5.1	Resultados da estimação de linha de base.	75

Lista de Abreviaturas e Siglas

DFP	Algoritmo de otimização não linear – (FLETCHER, 1987)
EQM	Erro quadrático médio
GPS	Global Positioning System
ID	Interferograma dependente
InSAR	Interferometria SAR
IR	Interferograma de referência
JPL	Jet Propulsion Laboratory
LBC	Linha de Base Curta
LBL	Linha de Base Longa
LBM	Linha de Base Média
LFM	Linear Frequency Modulation
MDA	MacDonald Detwiller
MDE	Modelo Digital de Elevação
PRF	Pulse Repetition Frequency
SAR	Synthetic Aperture Radar
SRTM	Shuttle Radar Topography Mission
RADAR	Radio Detection and Ranging
RC	Refletor de Canto
RCS	Radar Cross Section
RDA	Range Doppler Algorithm
WGS84	World Geodetic System 1984

Lista de Símbolos

$a(\tau)$	Função amplitude do pulso do radar.
a	Aresta do refletor de canto, [metro].
A_{eff}	Área efetiva da antena quando da recepção do sinal, [metro ²].
$\hat{\mathbf{a}}_{\perp}$	Vetor unitário normal à linha de base, [metro].
$\hat{\mathbf{a}}_{\parallel}$	Vetor unitário paralelo à linha de base, [metro].
$\arg(\cdot)$	Função que retorna o argumento de um número complexo, [radiano].
B	Comprimento da linha de base, [metro].
B_x	Componente horizontal da linha de base, [metro].
B_y	Componente vertical da linha de base, [metro].
B_{\perp}	Comprimento da linha de base normal à direção de visada, [metro].
B_{\parallel}	Comprimento da linha de base paralelo à linha de visada, [metro].
$B_{\perp c}$	Linha de base crítica, [metro].
c	Velocidade da luz, [metros/segundo].
C	Matriz de covariâncias das fases interferométricas, [radiano ²].
C_a	Compressão em azimute.
C_r	Compressão em alcance.
$d_M(\cdot, \cdot)$	Distância de Mahalanobis no espaço de fase.
$E_{95\%}$	Intervalo para o erro total com nível de confiança de 95%, [metro]
E_{qm}	Erro quadrático médio, [metro ²].
$\text{erf}(\cdot)$	Função erro de Gauss.
$e_{D,k}(\dots)$	Distorção geométrica calculada para o k-ésimo pixel, [metro ²].
$e_{G,k}(\dots)$	Distorção geométrica calculada pela norma de Geman para o k-ésimo pixel.
$e_G(\dots)$	Distorção geométrica calculada pela norma de Geman.
f	Frequência, [Hertz].
f_0	Frequência da portadora do pulso, [Hertz].

$f_d(\eta)$	Função de frequência Doppler, [Hertz].
f_{prf}	Frequência de repetição do pulso de radar, [Hertz].
G_t	Ganho da antena transmissora.
$GD(.)$	Função de geocodificação direta, [metro].
$GI(.)$	Função de geocodificação inversa [radiano].
\overline{GD}_k	Posição WGS84 obtida através da fusão de interferogramas para o k-ésimo pixel, [metro].
h	Altura da antena, [metro].
h_{amb}	Altura de ambiguidade para uma dada linha de base, [metro].
$h(\tau, \eta)$	Função resposta ao alvo pontual.
L	Comprimento da antena na direção de azimute, [metro].
L_s	Comprimento da abertura sintética, [metro].
$Off(.)$	Função que calcula o deslocamento de fase para um determinado interferograma a partir de outro interferograma de referencia, [radiano].
$p(\tau)$	Função pulso transmitido pelo radar.
P_r	Potência do sinal retornado, [Watt].
P_t	Potência do sinal transmitido, [Watt].
r	Alcance da antena ao alvo pontual, [metro].
$R(\eta)$	Função de alcance ou a distância da antena ao alvo pontual no tempo η , [metro].
$Rect(.)$	Função janela retangular.
R_k	Distância ao alvo correspondente ao k-ésimo pixel do interferograma, [metro].
R_0	Distância de máxima aproximação da antena ao alvo, [metro].
R_{prox}	Distância ao alvo correspondente ao primeiro pixel do interferograma em alcance, [metro].
$s(\tau, \eta)$	Eco recebido pela antena, após a remoção da frequência da portadora.
$S_a(.)$	Função sinc normalizada.
$s_c(\tau, \eta)$	Sinal de retorno do alvo pontual após a compressão.
T_i	Duração da abertura sintética relativo a um alvo pontual, [segundo].

T_p	Duração do pulso do radar, [segundo].
T_{prf}	Intervalo de repetição do pulso de radar, [segundo].
V	Velocidade da plataforma, aeronave ou radar, [metros/segundo].
V_r	Velocidade radial, entre a antena e o alvo pontual, [metros/segundo].
V_{rc}	Velocidade radial no tempo η_c , [metros/segundo].
x	Distancia em azimute à posição de mínima distancia ao alvo, [metro].
W	Largura de banda do <i>chirp</i> , [Hertz].
$w_a(\eta, \eta_c)$	Envoltória gerada pelo ganho da antena na direção de azimute.
$w_r(\tau)$	Envoltória do pulso.
$w_{ra}(\tau, \eta_c)$	Envoltória bidimensional gerado por $w_a()$ e $w_r()$.
\mathbb{Z}	Conjunto dos inteiros.
α	Inclinação da linha de base, [radiano].
β	Média do intercepto da regressão linear, [metro].
β_r	Razão entre as linhas de base normais, longa e curta.
γ	Coefficiente de correlação complexa.
γ_{termal}	Componente de γ devido ao ruído do sistema.
$\gamma_{temporal}$	Componente de γ devido às propriedades dielétricas do alvo.
$\gamma_{espacial}$	Componente de γ devido à geometria das antenas.
γ_s	Nível de ruído de fase para linha de base curta, [radiano].
Δ	Média do desnível calculado por regressão linear, [metro].
Δr	Diferença entre os alcances ao alvo pontual de duas antenas de uma linha de base, [metro].
$\Delta \theta$	Diferença entre os ângulos de visada das antenas de uma linha de base, [radiano].
$ \epsilon $	Erro absoluto.
δ_{Bx}	Varição na componente horizontal da linha de base, [metro].
δ_{By}	Varição na componente vertical da linha de base, [metro].
δ_h	Varição de altura, [metro].
δ_{rs}	Resolução temporal em alcance, [segundo].
δ_{rm}	Resolução espacial em alcance, [metro].
δ_{as}	Resolução temporal em azimute, [segundo].

δ_{am}	Resolução espacial em azimute, [metro].
δ_{rg}	Resolução espacial no solo em alcance, [metro].
ξ_{az}	Ângulo de incidência em azimute do feixe de micro-ondas no refletor de canto, [radiano].
ξ_{el}	Ângulo de incidência em elevação do feixe de micro-ondas no refletor de canto, [radiano].
η	Tempo azimutal (direção de voo) relativo à η_0 ou <i>slow time</i> , [segundo].
η_0	Tempo em que ocorre a máxima aproximação da antena ao alvo pontual, [segundo].
η_c	Tempo relativo à η_0 em que ocorre a superposição da linha central do lóbulo principal da antena com o alvo pontual, [segundo].
θ	Ângulo da linha de visada em relação ao nadir, [radiano].
θ_{dist}	Ângulo de visada em alcance distante, [radiano].
θ_{prox}	Ângulo de visada em alcance próximo, [radiano].
θ_η	Ângulo entre a reta antena-alvo pontual e o plano Doppler zero relativo no tempo η , [radiano].
κ	Taxa de variação de frequência ou <i>chirp rate</i> , [Hertz/segundo].
κ_a	Taxa de variação de frequência na direção de azimute, [Hertz/segundo].
λ	Comprimento de onda, [metro].
σ	Seção transversal de radar do alvo, [m ²].
$\sigma_{\text{triedro}}(\xi_{az}, \xi_{el})$	Seção transversal de radar de um triedro (refletor de canto), [m ²].
σ_β	Desvio padrão do intercepto calculado por regressão linear, [metro].
σ_Δ	Desvio padrão do desnível calculado por regressão linear, [metro].
σ_G^2	Parâmetro de suavização da norma de Geman.
σ_ϵ	Desvio padrão do erro absoluto.
σ_ϕ^2	Variância da fase interferométrica, [rad ²].
$\sigma(\tau, \eta)$	Função densidade de refletividade do alvo.
τ	Tempo de propagação do pulso, ou <i>fast time</i> , [segundo].
τ_d	Atraso de tempo no retorno do pulso, [segundo].
ϕ	Fase interferométrica modulo 2π , [radiano].

ϕ_0	Fase interferométrica teórica, [radiano].
ϕ_{abs}	Fase interferométrica absoluta, [radiano].
$\phi_{m,k}$	Fase interferométrica do k-ésimo pixel no m-ésimo interferograma, [radiano].
ψ	Deslocamento de fase, [radiano].
ψ_m	Deslocamento de fase para o m-ésimo interferograma, [radiano].
ψ_r	Deslocamento de fase para o interferograma de referência, [radiano].

CAPÍTULO 1

Introdução

Radar (*Radio Detection and Ranging*) é um sistema eletrônico usado na detecção e localização de alvos. A ideia de localizar alvos usando pulsos de ondas eletromagnéticas é creditada à Christian Hulsmeyer (ENDER 2002) e a primeira demonstração ocorreu provavelmente em 17 ou 18 de maio de 1904, na cidade de Cologne, Alemanha. Naquele evento, Hulsmeyer com seu aparelho chamado *Telemobilescope*, foi capaz de detectar remotamente objetos metálicos, como navios.

Mais tarde, os radares, além da detecção, passaram a medir a distância ao objeto. Após, com a descoberta do fenômeno de deslocamento Doppler (*Doppler shift*), os radares passaram a medir a velocidade do alvo na direção do feixe da antena. Esse mesmo fenômeno possibilitou sintetizar o efeito de uma antena mais longa e com feixe mais estreito para gerar imagens bidimensionais com uma resolução angular bem superior em azimute (direção de voo). A esse método se deu o nome de Radar de Abertura Sintética (*Synthetic Aperture Radar, SAR*) e a criação do método é creditada à Carl Wiley da Goodyear Aerospace, em 1951.

O desenvolvimento da tecnologia SAR esteve no âmbito militar até o início dos anos 70 e boa parte da tecnologia foi desenvolvida para aviões. Nesses aviões, o eco do radar era armazenado em filme preto e branco. Com o uso da óptica de Fourier, um feixe de laser era passado através do filme e, usavam-se lentes e redes de difração para focar a imagem. O detalhamento deste processamento óptico pode ser encontrado em (HARGER, 1970).

Atualmente, o processamento de imagens SAR é realizado na forma digital. O primeiro algoritmo para processamento, o algoritmo *range-doppler* (RDA), surgiu em 1978 e foi

desenvolvido separadamente pelo Jet Propulsion Laboratory (JPL) e MacDonald Dettwiller (MDA). Ainda em 1978, o satélite SEASAT mostrou imagens SAR bem detalhadas do planeta Terra, adquiridas à noite e em condições meteorológicas adversas, como cobertura de nuvens e chuva.

O uso de imagens de radar pela comunidade de sensoriamento remoto deve-se a quatro fatores principais:

- O radar é um sistema ativo, no sentido em que provê sua própria energia para iluminação da área imageada.
- As nuvens e chuvas são translúcidas aos comprimentos de onda utilizados.
- O espalhamento da energia do radar ocorre de forma diferente do óptico, disponibilizando informação complementar (Polarimetria).
- O radar permite obter informação sobre o relevo da Terra por meio da técnica de interferometria por radar de abertura sintética (InSAR).

A Figura 1.1 apresenta uma configuração de três antenas usando a banda X (8 a 12 GHz), do sistema OrbiSAR instaladas em uma aeronave. Nesse tipo de configuração, o imageamento da área de interesse é feito em faixas com visada lateral (perpendicular à linha de voo).



Figura 1.1 Configuração das antenas da banda X (sistema OrbiSAR).

Fonte: Bradar-Embraer Defesa e Segurança.

A técnica InSAR (Interferometria por Radar de Abertura Sintética) permite a confecção de produtos com várias finalidades: extração de informações hidrográficas (redes de drenagem), mapas topográficos, mapas de declividade, modelos digitais de superfície

(usando a banda X) e modelos digitais de terreno (usando a banda P, na faixa de 250 a 500 MHz). Esses dois últimos permitem ainda a elaboração de mapas de altura de vegetação e de biomassa, entre outros. A Figura 1.2 apresenta alguns exemplos de produtos InSAR.

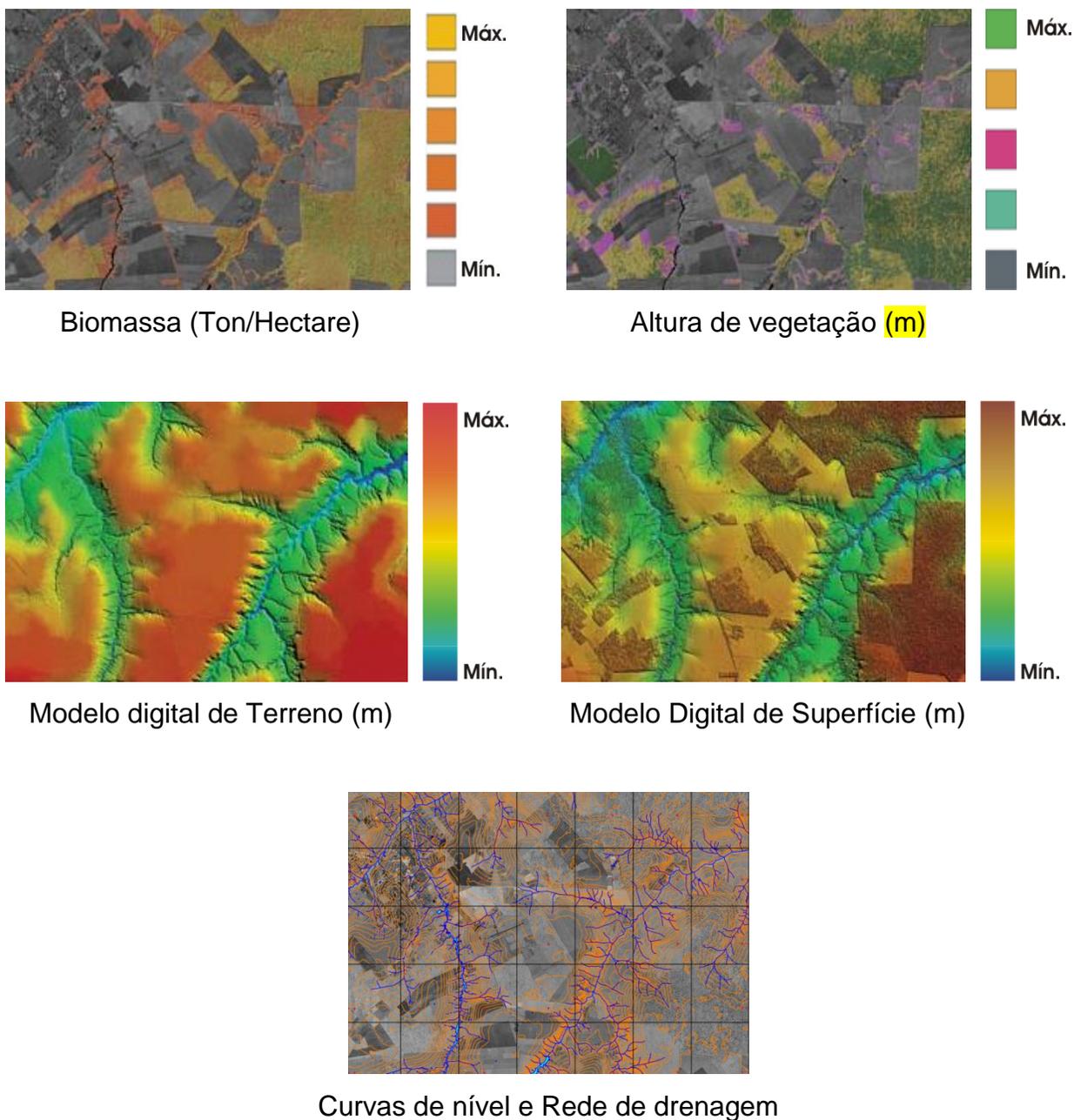


Figura 1.2 – Diferentes mapas produzidos a partir dos dados InSAR.

Fonte: Bradar-Embraer Defesa e Segurança.

A confecção desses mapas segue uma cadeia de produção conforme a Figura 1.3. Após a aquisição de dados pelo sensor, esses passam pela fase de transcrição de dados, na qual a qualidade dos mesmos é verificada. Na etapa seguinte, processamento SAR, os dados são processados (compensação do movimento, compressão em alcance e azimute, registro, geração da imagem interferométrica entre outros). Esses dados ainda estão em geometria inclinada (*slant*) devido aos dados serem adquiridos em visada lateral oblíqua à cena imageada. O georeferenciamento transforma as coordenadas dessa geometria inclinada para as coordenadas de um sistema geodésico padrão. O mosaico realiza a “costura” das faixas imageadas, e a geração de mapas consiste em construir a informação a ser explicitada no mapa a partir dos dados de radar, em conjunto ou não com informações externas.

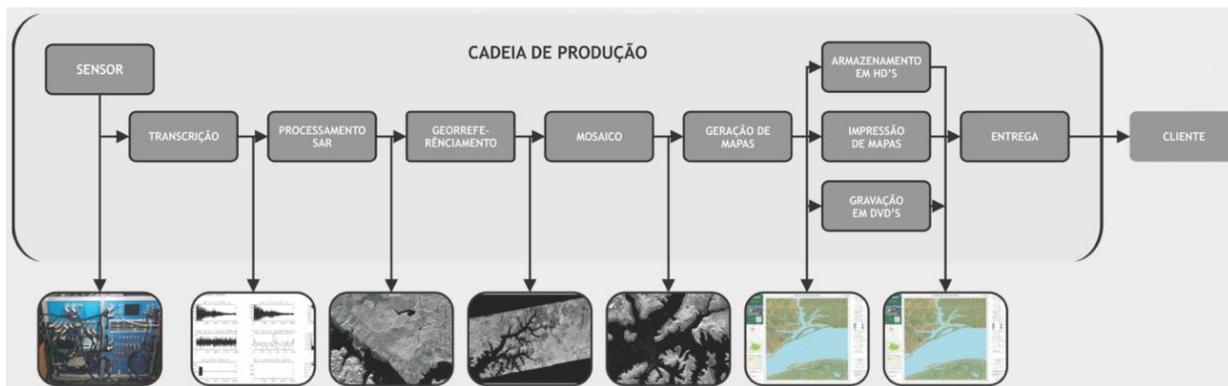


Figura 1.3 – Cadeia de produção para confecção de mapas.

Fonte: Bradar- Embraer Defesa e Segurança

1.1. Processamento InSAR

A interferometria SAR usa a abertura sintética para obter resolução planimétrica e a interferometria para obter resolução altimétrica. Os princípios básicos da interferometria foram descritos nos anos 70 (GRAHAM 1974) e os primeiros resultados com a técnica InSAR foram obtidos nos anos 80 (ZEBKER e GOLDSTEIN 1986). A interferometria é obtida a partir de duas ou mais imagens complexas tomadas em visada lateral (as antenas estão com apontamento na direção transversal à linha de voo) a partir de uma plataforma aerotransportada ou satélite, com uma pequena diferença na posição dos sensores. Essas imagens podem ser tomadas em uma única passagem com vários sensores ou em passagens repetidas com um único sensor. A multiplicação de uma

imagem complexa pelo conjugado da outra imagem complexa resulta em um interferograma, ou seja, uma imagem contendo franjas interferométricas no intervalo $[-\pi, \pi]$. Essas franjas possuem a informação necessária para obter a altimetria e gerar o modelo digital de elevação (MDE). A Figura 1.4 apresenta uma imagem de radar do monte Etna (módulo da imagem complexa).

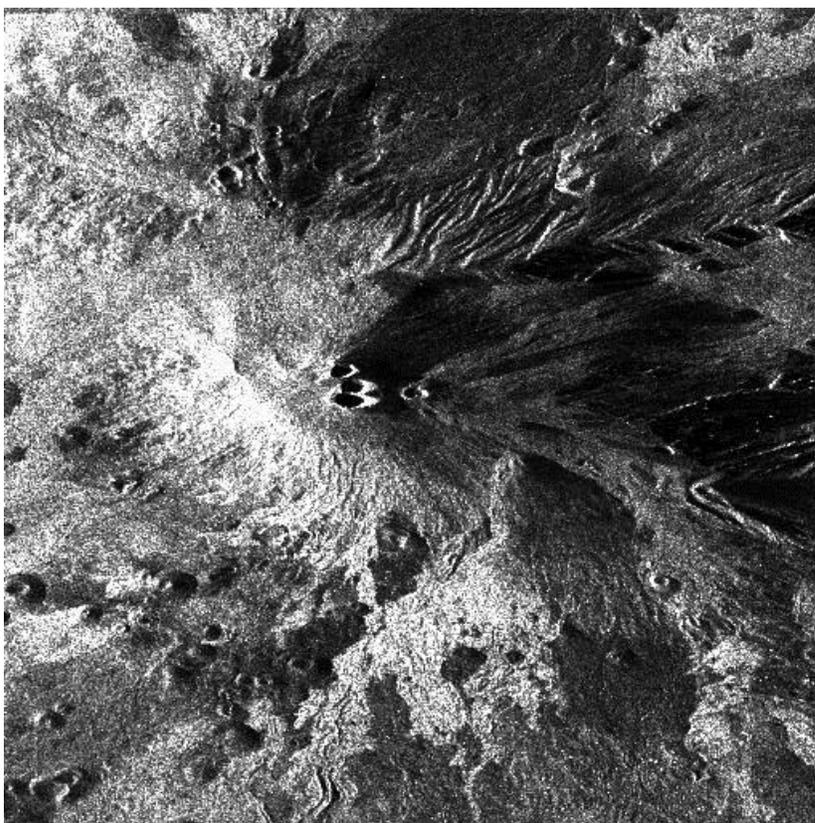
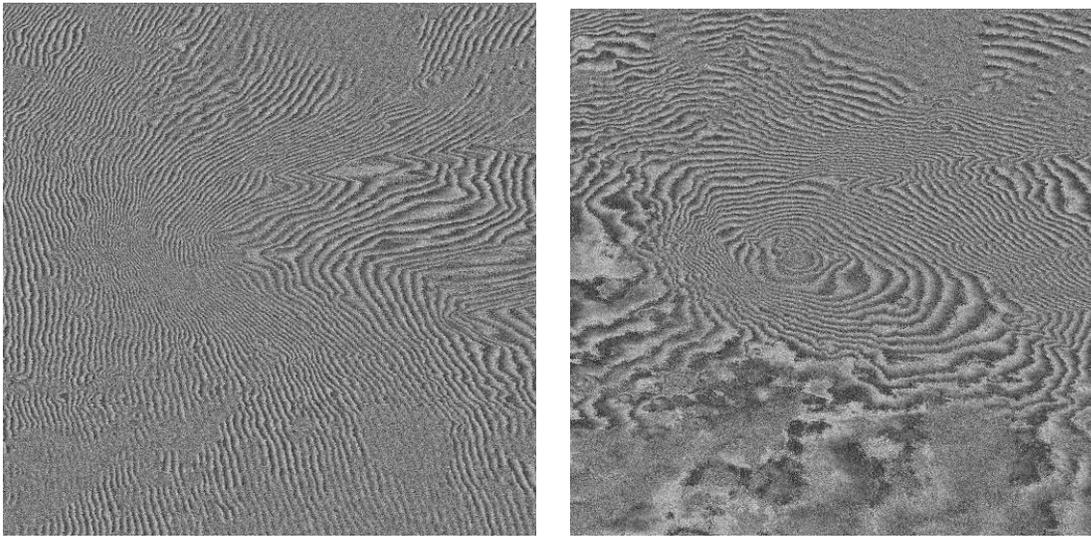


Figura 1.4 – Imagem de radar do monte Etna, Itália.
Fonte: (ROSA, 2004).

A Figura 1.5 mostra as franjas interferométricas obtidas a partir de duas imagens complexas sobre a mesma região do monte Etna mostrado na Figura 1.4. A Figura 1.5a apresenta as franjas interferométricas e a Figura 1.5b mostra as franjas interferométricas após a remoção da fase plana, a qual facilita o desdobramento da fase. Naturalmente, após o desdobramento, a fase plana deve ser adicionada de volta.



(a)

(b)

Figura 1.5 – Franjas interferométricas do monte Etna, Itália: a) Franjas Interferométricas; b) Franjas interferométricas após a remoção da fase plana.

Fonte: (ROSA, 2004).

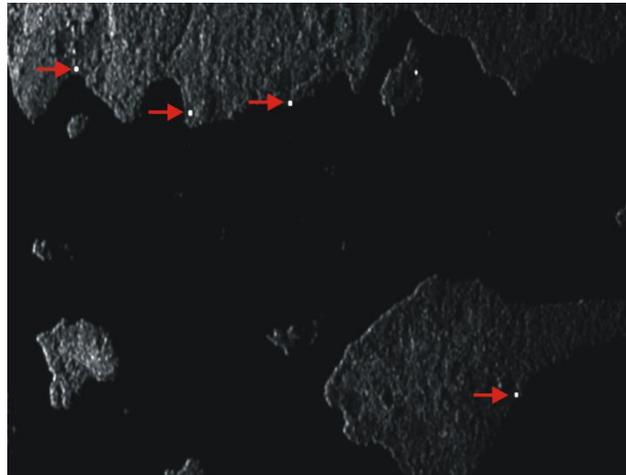
1.2. Motivação da Tese

Um problema importante na interferometria é a estimação do deslocamento de fase que é presente em todos os interferogramas. Esse deslocamento resulta da combinação de erros da sincronização do sistema de aquisição com erros do processamento SAR e causa erros planimétricos e altimétricos quando da geração do Modelo Digital de Elevação (MDE). Cada interferograma possui um valor diferente, mas constante para o deslocamento de fase. Assim, torna-se mandatório que esses valores sejam determinados para que o modelo digital de elevação resultante tenha a maior precisão possível. Uma forma tradicional de contornar esse problema é utilizar refletores de canto (RCs) em campo, como o apresentado na Figura 1.6.

O refletor de canto (triedro de metal) causa um forte sinal de retorno na imagem amplitude SAR, permitindo a identificação de sua posição em termos de linha e coluna (pixel) na imagem digital de amplitude com precisão de subpixel; sendo Pixel (*Picture Element*) é o menor elemento endereçável em uma imagem digital.



(a)



(b)

Figura 1.6 - Refletor de canto: a) Instalação em campo; b) Visualização na imagem de amplitude, indicado pelas setas.

As coordenadas cartesianas do refletor são obtidas através de GPS (*Global Positioning System*) durante a instalação no campo. Com essas informações, pode-se calcular o deslocamento de fase, entretanto, há vários problemas práticos com este método:

- As áreas de instalação podem ser de difícil acesso ou cobertas por florestas. A região Amazônica é um bom exemplo.
- Os refletores de canto podem ser movidos do lugar antes da aquisição dos dados (por pessoas, animais, fenômenos naturais etc.).
- Custo da logística de instalação e remoção, bem como eventuais perdas de refletores.

1.3. Contribuição da Tese

A contribuição da tese consiste na concepção e implementação de um novo método para a estimação do deslocamento de fase que não depende do uso de Refletores de Canto. Os MDEs gerados a partir de diferentes interferogramas apresentam uma distorção geométrica (ou erro relativo) entre si quando os deslocamentos de fase de cada interferograma, usados para a geração dos MDEs, diferem do valor real. O método consiste na minimização desta distorção geométrica entre os MDEs, gerados

por diferentes interferogramas, usando técnicas de otimização não linear. O algoritmo incorpora uma técnica de estimação robusta para minimizar o impacto de pixels com alto ruído de fase.

Em função deste objetivo, também foi desenvolvido um método para o desdobramento da fase e posterior geocodificação direta (*Forward Geocoding*) para geração do MDE a partir de vários interferogramas. O desdobramento da fase é pontual, evitando erros de propagação e combina dois métodos já conhecidos, o iterativo e o de máxima verossimilhança. O primeiro método, com auxílio de um MDE de mais baixa resolução planimétrica e altimétrica, elimina as ambiguidades das fases iterativamente. O segundo método por meio da máxima verossimilhança, realiza a fusão dos interferogramas de forma iterativa. É importante notar que o desdobramento da fase e a estimação do deslocamento de fase realizam conjuntamente a estimação da fase absoluta dada por:

$$\phi_{abs} = \phi + 2k\pi + \psi. \quad (1.1)$$

Em que, ϕ_{abs} é a fase absoluta a ser reconstruída e que possui a informação sobre a topografia do terreno. A fase interferométrica, ϕ , é a fase contida nos interferogramas sendo restrita ao intervalo $[-\pi, \pi)$. Na Equação 1.1, k representa os múltiplos de 2π que devem ser restituídos à fase interferométrica. O deslocamento de fase, ψ , é uma constante adicionada ao interferograma devido a erros de sincronização no sistema de aquisição de dados e erros do processamento InSAR.

A distorção geométrica não é causada exclusivamente pelo deslocamento de fase incorreto. A linha de base, ou seja, a distância entre as trajetórias de aquisição das imagens complexas usadas para o cálculo do interferograma, também é fonte de distorção geométrica. Foi desenvolvido um algoritmo estocástico para estimação das linhas de base que basicamente visa minimizar o erro entre a geocodificação direta da informação interferométrica do RC e a posição do mesmo, obtida em campo por meio de equipamentos de GPS. A geocodificação direta é o processo que gera uma posição

em coordenadas WGS84 utilizando os dados de radar (alcance, fase interferométrica, linha de base e frequência Doppler).

Apesar de a estimação de linhas de base necessitar das informações do RC, o seu uso pode ficar restrito a uma área de fácil acesso (perto do aeroporto, por exemplo). Essa área é utilizada para realizar a estimação da linha de base. As áreas sobrevoadas em locais de difícil acesso têm os deslocamentos de fase estimados usando apenas a informação interferométrica contida nos dados adquiridos em voo. Dessa forma, reduz-se a necessidade de instalação de RCs em campo.

1.4. Impacto da Tese no Mercado

Os três métodos criados neste trabalho são apropriados para InSAR aerotransportado e permitiram a redução de tempo e custos de execução. Outras metodologias exigem mais tempo de execução ou são menos precisas. O detalhamento das tecnologias existentes está apresentado nos respectivos capítulos. Dentre os métodos desenvolvidos, o de estimação de linhas de base se encontra operacional na Bradar-Embraer Defesa e Segurança.

Segundo fontes da Bradar-Embraer Defesa e Segurança, o impacto da estimação dos deslocamentos de fase usando múltiplas linhas de base pode trazer 15% de redução em tempo e custo pela eliminação da necessidade de instalação de RCs. A utilização da estimação de deslocamentos de fase usando múltiplas linhas de base em passagem única, usando plenamente a configuração de três antenas, pode reduzir adicionalmente em até 35% as horas de voo necessárias. Isso acontece porque elimina a necessidade de sobrevoar faixas transversais auxiliares.

A estimação das linhas de base reduziu em 85% (de uma semana para um dia) o tempo gasto para as medições das posições relativas das antenas com teodolitos durante a instalação das mesmas. Essa redução se deu pelo fato de se poder usar uma técnica menos precisa. No processamento, o ajuste manual foi substituído por essa nova técnica, reduzindo igualmente de uma semana para um dia o tempo necessário para a estimação das linhas de base.

O desdobramento da fase, pelo fato de ser pontual, evita a propagação de erros. Estima-se em torno de 20% a redução do tempo em edição manual para corrigir os erros dos Modelos Digitais de Elevação.

Não há outra solução tecnológica existente na literatura ou no mercado mais precisa ou mais eficiente que a apresentada aqui, que viabiliza tal economia de tempo e custo para radares aerotransportados como o do sistema OrbiSAR da Bradar – Embraer Defesa e Segurança.

1.5. Estrutura da Tese

O trabalho da tese está organizado como segue. No Capítulo 2, apresentam-se os fundamentos do processamento InSAR, consistindo da geração das imagens complexas e da Interferometria SAR. No Capítulo 3, aborda-se o método de desdobramento de fase usando múltiplos interferogramas e resultados são apresentados. No Capítulo 4, a estimação dos deslocamentos de fase com o auxílio de múltiplas linhas de base é descrita em detalhes. No Capítulo 5, a estimação de linhas de base usando RCs é apresentada juntamente com os resultados. No Capítulo 6, conclusões gerais são apresentadas bem como sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Fundamentos de Processamento InSAR

Neste capítulo, serão apresentados conceitos básicos do processamento de imagens interferométricas de radar de abertura sintética, bem como os de interferometria na configuração mais comum, conhecida como *stripmap*. Nesta configuração o feixe de micro-ondas possui uma elevação constante e o imageamento do terreno se dá em visada lateral ao longo de uma faixa retangular. A técnica da abertura sintética é uma solução para obter-se alta resolução na direção de azimute (direção de voo). A interferometria permite que se obtenha o modelo digital de superfície do terreno a partir de múltiplas imagens com pelo menos uma diferença nos três parâmetros de aquisição, trajetória, tempo de aquisição e comprimento de onda.

2.1. Formação da Imagem SAR

O princípio de funcionamento do radar consiste na transmissão de pulsos eletromagnéticos e recepção do eco dos mesmos após refletirem na superfície da Terra. A Figura 2.1 mostra a geometria de aquisição dos dados. À medida que a plataforma contendo o radar se desloca com velocidade V (direção de azimute), a antena transmissora emite pulsos de micro-ondas com duração T_p em intervalos regulares T_{prf} , usualmente modulados linearmente em frequência (*linear frequency modulation*, LFM), também conhecidos como *chirp*. Dessa forma, a imagem de radar é formada por meio do processamento dos dados bidimensionais brutos coletados. Cada linha desses dados corresponde ao eco de um pulso que é transmitido a uma frequência de repetição $PRF = 1/T_{prf}$. O pulso LFM transmitido pela antena tem a forma dada por CUMMING (2005):

$$p(\tau) = a(\tau)w_r(\tau)\exp(j2\pi f_0\tau + j\pi\kappa\tau^2) \quad (2.1)$$

$$w_r(\tau) = \text{Rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right), \quad (2.2)$$

em que, $a(\tau)$ é amplitude do sinal, $w_r(\tau)$ é a função retangular, f_0 é a frequência da portadora e κ é a taxa de variação de frequência ou *chirp rate*.

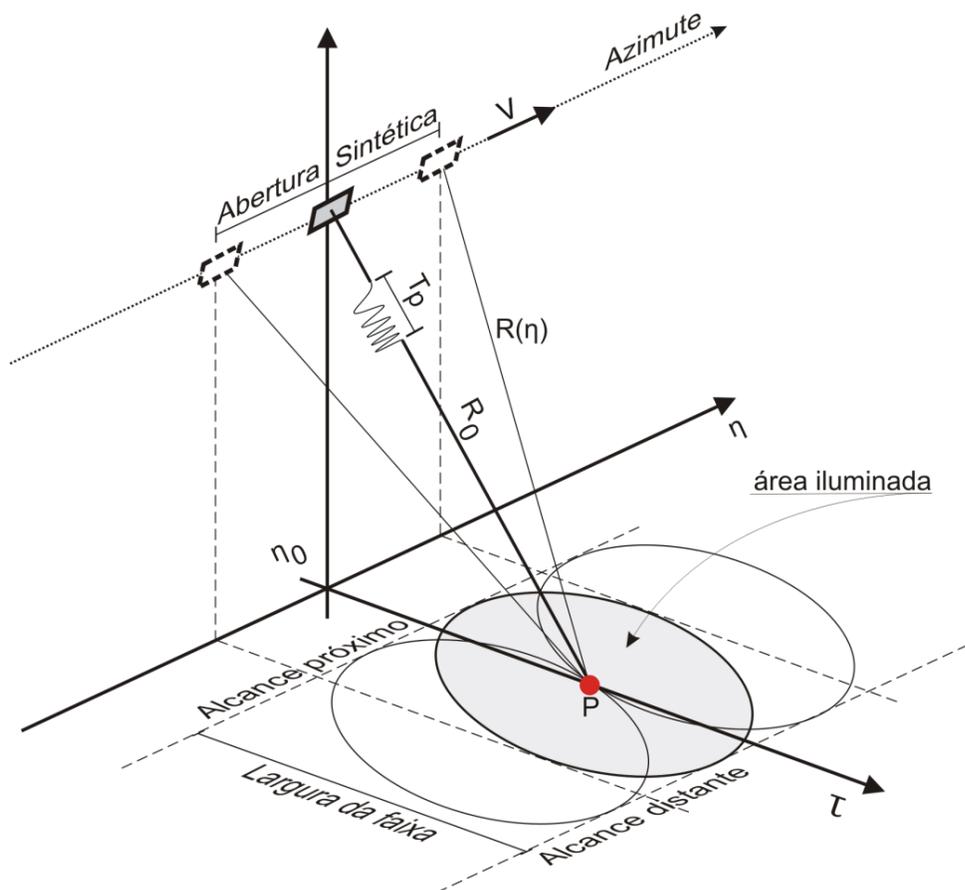


Figura 2.1 – Geometria de Imageamento SAR

O eco recebido pela antena, $s(\tau, \eta)$, de um alvo pontual após a remoção da frequência portadora, por meio da demodulação coerente em quadratura, tem as fórmulas dadas por (CUMMING, 2005):

$$s(\tau, \eta) = \sigma(\tau, \eta) a(\tau) w_{ra}(\tau, \eta) \exp[-j2\pi f_0 \tau_d + j\pi \kappa (\tau - \tau_d)^2] \quad (2.3)$$

$$w_{ra}(\tau, \eta) = w_r(\tau - \tau_d) w_a(\eta, \eta_c) \quad (2.4)$$

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V^2 \eta^2} \approx R_0 + \frac{V^2 \eta^2}{2R_0} \quad (2.5)$$

$$\tau_d = \frac{2R(\eta)}{c} \quad (2.6)$$

$$c = \lambda f, \quad (2.7)$$

em que:

τ é o tempo de propagação do pulso ou *fast time*.

τ_d é o atraso de tempo do retorno do sinal.

η_o é o tempo em que ocorre a máxima aproximação da antena ao alvo pontual.

η é o tempo azimutal (direção de voo), relativo à η_o , ou *slow time*.

η_c é o tempo, relativo à η_o , em que ocorre a superposição da linha central do lóbulo principal da antena com o alvo pontual. Quando $\eta_c = 0$, a visada da antena é perpendicular à direção de voo.

$\sigma(\tau, \eta)$ é a densidade de refletividade do alvo.

$w_r(\tau)$ é a envoltória do pulso.

$w_a(\eta, \eta_c)$ é a envoltória gerado pelo ganho da antena na direção azimutal.

$w_{ra}(\tau, \eta_c)$ é a envoltória bidimensional gerado por $w_r(\tau)$ e $w_a(\eta, \eta_c)$.

$R(\eta)$ é a distância da antena ao alvo pontual no tempo η (equação de alcance).

R_0 é a distância de máxima aproximação da antena ao alvo.

O termo mais à direita da Equação 2.5 representa a aproximação parabólica da hipérbole descrita por $R(\eta)$. Assim, a função de resposta ao alvo pontual é dada por (CUMMING 2005):

$$h(\tau, \eta) = a(\tau)w_{ra}(\tau, \eta)\exp[-j2\pi f_0\tau_d + j\pi\kappa(\tau - \tau_d)^2]. \quad (2.8)$$

Com o auxílio da aproximação parabólica da Equação 2.5 e das Equações 2.6 e 2.7 a função de resposta ao alvo pontual se torna (CUMMING, 2005):

$$h(\tau, \eta) = a(\tau)w_{ra}(\tau, \eta)\exp\left[-j\frac{4\pi R_0}{\lambda} - j\pi\kappa_a\eta^2 + j\pi\kappa(\tau - \tau_d)^2\right] \quad (2.9)$$

$$\kappa_a = \frac{2V^2}{\lambda R_0}. \quad (2.10)$$

Ou seja, a função de resposta ao alvo pontual pode ser separada em um *chirp* na direção de range com uma taxa de excursão de frequência κ e outro *chirp* na direção de azimute com taxa κ_a . A aproximação parabólica é válida para visadas oblíquas com ângulos inferiores a 3 graus e com larguras de feixe estreitas (MACEDO, 2007).

2.1.1. Efeito Doppler

A abertura sintética resulta do intervalo de tempo T_i em que o alvo é iluminado pelo feixe de micro-ondas com largura de 3dB. Essa abertura sintética gera um *chirp* que, por meio da compressão do mesmo, permite que se obtenha uma resolução maior em azimute. A abertura sintética L_s é proporcional ao alcance R_0 e inversamente proporcional ao tamanho da antena, (CUMMING, 2005):

$$L_s = VT_i = \frac{\lambda R_0}{L}. \quad (2.11)$$

O eco de cada pulso, durante o intervalo de abertura sintética, sofre uma variação de fase devido à variação de $R(\eta)$. O efeito Doppler decorre dessa variação de fase. A frequência Doppler instantânea, f_D , é dada por (CUMMING, 2005):

$$f_D(\eta) = -\frac{2}{\lambda} \frac{dR(\eta)}{d\eta} = -\frac{2V^2\eta}{\lambda R(\eta)} = -\frac{2Vx}{\lambda R(\eta)} = \frac{2V\sin(\theta_\eta)}{\lambda} = \frac{2V_r}{\lambda}. \quad (2.12)$$

A variável $x = V\eta$ representa a distância em azimute (na direção de voo) do radar, relativo à posição de mínima distância ao alvo. A velocidade radial, V_r , é a velocidade da plataforma projetada sobre a linha de visada. A frequência Doppler centroide é a frequência instantânea no momento em que a linha central do feixe de micro-ondas passa pelo alvo **P** (Figura 2.2), dada por (CUMMING, 2005):

$$f_{\eta_c} = -\left. \frac{2}{\lambda} \frac{dR(\eta)}{d\eta} \right|_{\eta=\eta_c} = -\frac{2V^2\eta_c}{\lambda R(\eta_c)} = \frac{2V\sin\theta_c}{\lambda} = \frac{2V_{rc}}{\lambda}. \quad (2.13)$$

Considerando a aproximação para pequenos ângulos, $\theta_c \approx \sin\theta_c$, temos que $f_D(\eta)$ varia linearmente com η .

A Figura 2.2 apresenta a interpretação geométrica para a Equação 2.13. A abertura horizontal da antena foi propositalmente exagerada, para facilitar a ilustração. Conforme o alvo pontual **P** entra no feixe de micro-ondas no instante η_e , a velocidade radial diminui até zero no instante η_0 , passando a aumentar posteriormente (em módulo) até o instante η_s , momento em que deixa o feixe de micro-ondas. Essa variação na velocidade radial causa uma excursão em frequência ao longo do azimute, produzindo um *chirp* com a forma semelhante a do sinal transmitido, mas com uma taxa de excursão de frequência bem menor. A equação do *chirp* com modulação linear em frequência utiliza a aproximação parabólica para $R(\eta)$ (Equação 2.5). É a compressão desse *chirp* em azimute que permite que se atinjam resoluções menores do que a resolução obtida pela abertura real de uma antena com mesmo tamanho. Finalmente, quando a visada da antena é perpendicular à direção de voo, $\eta_c = \eta_0$, a frequência

Doppler centroide é zero. O plano Doppler zero é o plano perpendicular ao vetor velocidade V .

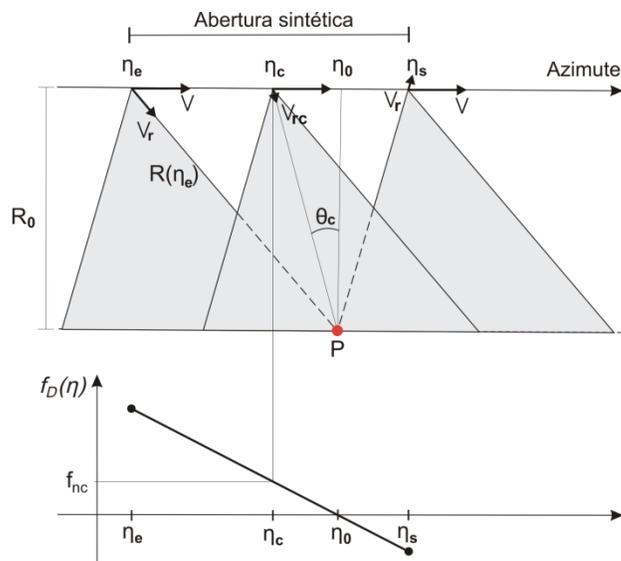


Figura 2.2 – Geometria oblíqua (*Squinted*) de imageamento de um alvo pontual.

O conhecimento da frequência Doppler centroide é importante na medida em que ela permite que a energia do sinal no espectro Doppler seja aproveitada pelo filtro de compressão em azimute. Técnicas para estimação da frequência Doppler são discutidas em (MADSEN, 1989; Wong, 1996; CUMMING, 2005; KONG, 2005).

2.1.2. Migração da Célula em Alcance

A variação do alcance ao alvo pontual durante a abertura sintética pode ser maior que a resolução do pixel na direção de alcance, resultando na migração em alcance (*Range Migration*). Para que a compressão em azimute possa ser feita com um filtro unidimensional, é necessário que as trajetórias dos dados brutos do alvo pontual estejam alinhadas em azimute. Esse alinhamento pode ser feito tanto no domínio do tempo ou da frequência em azimute. O alinhamento é feito de forma mais eficiente no domínio *range-Doppler*, ou seja, domínio do tempo em alcance e domínio da frequência em azimute. O desenvolvimento das Equações 2.14 - 2.20 se dá de acordo com (WANG, 2008):

$$\Delta R(\eta) = R(\eta) - R_0 = \frac{R_0}{\cos \theta_\eta} - R_0. \quad (2.14)$$

Na Equação 2.14, θ_η é o ângulo da linha de visada em relação ao plano perpendicular à direção de voo (plano Doppler zero), no tempo azimutal η . Podemos expressar a Equação 2.14 em termos da frequência Doppler usando a penúltima igualdade da Equação 2.12.

$$\Delta R(f_D) = R_0 \left(1 - \left(\frac{\lambda f_D}{2V} \right)^2 \right)^{-1/2} - R_0. \quad (2.15)$$

Considerando que $\lambda f_D \ll 2V$ (aproximação parabólica) a equação acima pode ser escrita como:

$$\Delta R(f_D) \approx \frac{R_0 \lambda^2 f_D^2}{8V^2}. \quad (2.16)$$

Considerando N o número de amostras da FFT em azimute, então a correção para a k -ésima célula da frequência Doppler é expressa por:

$$f_{Dk} = \frac{k f_{prf}}{N} \quad (2.17)$$

$$\Delta R(k) \approx \frac{R_0 \lambda^2 k^2 f_{prf}^2}{8V^2 N^2}. \quad (2.18)$$

Assim, com a resolução espacial em alcance, δ_m , o número de células a serem deslocadas para o alinhamento em azimute é dado por:

$$\Delta N_{Rk} = \frac{2\Delta R(k)}{\delta_{rm}} \approx \frac{R_0 \lambda^2 k^2 f_{prf}^2}{4V^2 N^2 \delta_{rm}}. \quad (2.19)$$

No caso em que o radar tiver uma visada oblíqua ($\eta_c \neq 0$), a Equação 2.19 modifica para

Observe que f_{DL} é o limite inferior da excursão da frequência em azimute.

Considerando o domínio *range*-Doppler, o deslocamento necessário para alinhar as

$$\Delta N_{Rk} \approx \frac{R_0 \lambda^2}{4V^2 \delta_{rm}} \left(f_{DL} + \frac{k f_{prf}}{N} \right)^2 - \frac{R_0 \lambda^2 f_{DL}^2}{4V^2 \delta_{rm}}. \quad (2.20)$$

células de uma trajetória em uma reta ao longo do azimute é determinado para cada frequência Doppler. A correção efetuada em um ponto dessa trajetória se aplicará automaticamente a todos os alvos contidos nessa trajetória. Esse deslocamento é realizado por meio de interpolação na direção de alcance.

A abertura da parábola no domínio alcance-azimute é inversamente proporcional a R_0 (Equação 2.5), enquanto que no domínio alcance-Doppler a abertura é proporcional a R_0 (Equação 2.18).

A Figura 2.3 apresenta o espalhamento de vários alvos pontuais no domínio alcance-azimute a partir de duas visadas tomadas nas posições a e b . Nas Figuras 2.3a e 2.3b, η' é o tempo absoluto. Na Figura 2.3b a energia do sinal de cada alvo é espalhada, no domínio alcance-azimute, em trajetórias não coincidentes. As contribuições de cada alvo em cada visada (a e b) estão localizadas na intersecção das coordenadas das visadas em azimute com as respectivas trajetórias.

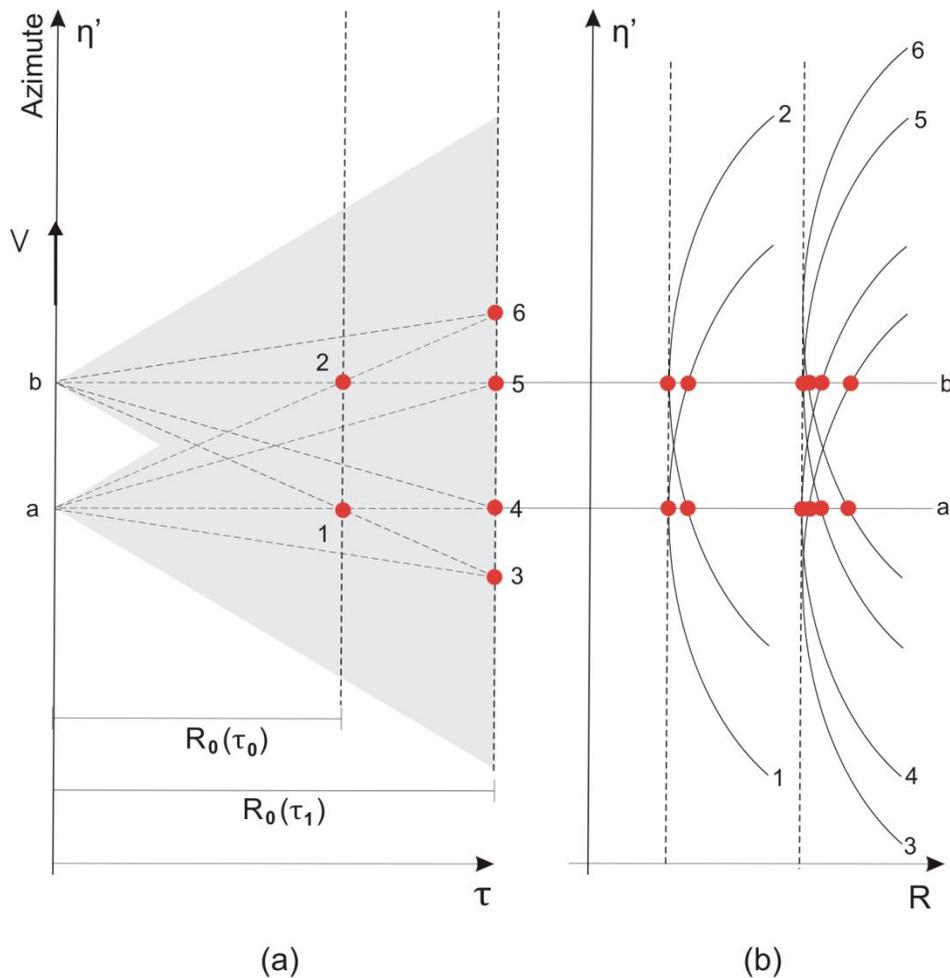


Figura 2.3 – Espalhamento dos alvos: (a) esquema de imageamento; (b) espalhamento no plano alcance-azimute.

2.1.3. Compressão em Alcance e Azimute

A alta resolução em imagens de radar é conseguida por meio de duas técnicas de processamento, a compressão de pulso e a compressão em azimute. A compressão do pulso usa um filtro casado, dado pelo complexo conjugado, invertido no tempo, da réplica do sinal transmitido. A compressão em azimute usa o histórico Doppler dos ecos durante a abertura sintética para obter alta resolução em azimute. Dessa forma, a compressão em azimute usa o mesmo conceito de filtro casado para um sinal LFM com taxa de excursão κ_a , mas com a correção da migração em range, realizada antes da aplicação do filtro casado. As duas compressões são executadas mais eficientemente

no domínio da frequência. O espectro do *chirp* é obtido usando o Princípio da Fase Estacionária (BORN & WOLF, 1975). As Equações 2.21-2.26 estão de acordo com CUMMING (2005). O sinal do alvo pontual resultante da compressão é dado por:

$$s_c(\tau, \eta) \approx A_0 w_a(\eta, \eta_c) \exp\left(-j \frac{4\pi R(\eta)}{\lambda}\right) S_a[(\kappa T_p(\tau - \tau_d))] S_a(\kappa_a T_i \eta) \quad (2.21)$$

$$S_a(\zeta) = \frac{\sin(\pi\zeta)}{\pi\zeta}. \quad (2.22)$$

A_0 é o ganho que inclui o coeficiente de retroespalhamento.

Após a compressão, as resoluções em alcance, δ_{rs} (temporal) e δ_{rm} (espacial), e as resoluções em azimute, δ_{as} (temporal) e δ_{am} (espacial), são dadas por CUMMING (2005):

$$\delta_{rs} = \frac{1}{|\kappa|T_p}, \quad \delta_{rm} = \frac{c}{2|\kappa|T_p} \quad (2.23)$$

$$\delta_{as} = \frac{1}{|\kappa_a|T_i}, \quad \delta_{am} = \frac{V}{|\kappa_a|T_i} = \frac{L}{2} \quad (2.24)$$

O fator $\frac{1}{2}$ na Equação 2.23 para δ_{rm} deve-se ao percurso de ida e volta do pulso transmitido. A igualdade para $\delta_{am} = L/2$ na Equação 2.24 pode ser obtida a partir das Equações 2.10 e 2.11:

$$|\kappa_a|T_i = \frac{2V^2T_i}{\lambda R_0} = \frac{2VL_s}{\lambda R_0} = \frac{2V\lambda R_0}{\lambda R_0 L} = \frac{2V}{L} \quad (2.25)$$

Da Equação 2.24, conclui-se que a resolução em azimute não depende do alcance, pois ao mesmo tempo em que o tempo de exposição é proporcional ao alcance, a taxa de excursão em frequência é inversamente proporcional ao alcance (CUMMING, 2005). Também, paradoxalmente, a resolução azimutal melhora com um comprimento menor da antena. Entretanto, ambiguidades e a relação sinal-ruído podem impor limites ao tamanho da antena (FREEMAN et al, 2000).

Finalmente, as compressões em alcance e azimute são dadas respectivamente por (CUMMING 2005):

$$C_r = \frac{T_p}{1/\kappa T_p} = \kappa T_p^2, \quad C_a = \frac{T_i}{1/\kappa_a T_i} = \kappa_a T_i^2. \quad (2.26)$$

2.1.4. Algoritmos

Os algoritmos, para obter imagens de alta resolução, variam de acordo com a capacidade de lidar com grandes aberturas sintéticas e visadas com grande obliquidade. O algoritmo RDA (*Range Doppler Algorithm*) trabalha no domínio do tempo em alcance e no domínio da frequência em azimute (CUMMING, 1979). A limitação desse algoritmo é o fato de ser capaz de lidar somente com baixas aberturas e pequenas obliquidades (*Squints*), embora existam variantes capazes de lidar com obliquidades mais altas (JIN e WU, 1984). Na sua forma mais simples, o RDA utiliza os passos mostrados na Figura 2.4.

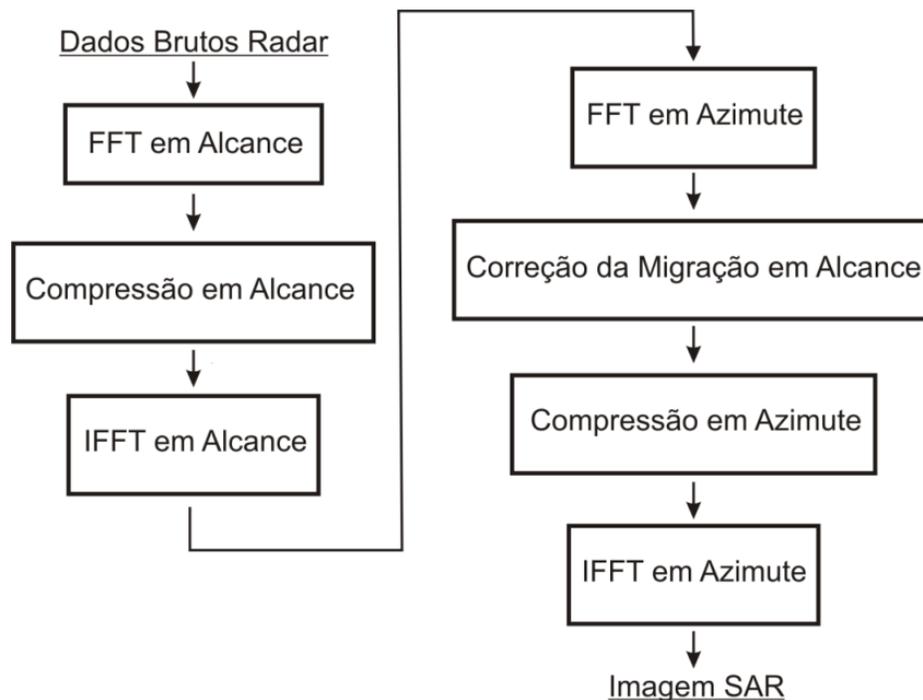


Figura 2.4 – Algoritmo RDA básico

2.2. Interferometria SAR

2.2.1. Geometria de Aquisição

A interferometria por radar de abertura sintética (InSAR) pode ser realizada a partir da aquisição de duas ou mais imagens complexas da mesma cena com pelo menos uma diferença nos parâmetros de aquisição (trajetória, tempo de aquisição e/ou comprimento de onda). Neste trabalho, pela natureza dos dados utilizados, a diferença na trajetória é o parâmetro que distingue as aquisições. As aquisições podem ser realizadas por meio de duas ou mais passagens sobre o terreno ou uma passagem única usando-se duas ou mais antenas. Um dos objetivos centrais da interferometria InSAR é a reconstrução da topografia do terreno imageado a partir da diferença de fase entre as duas antenas. A Figura 2.5 apresenta um esquema para uma geometria de aquisição em visada lateral para duas antenas.

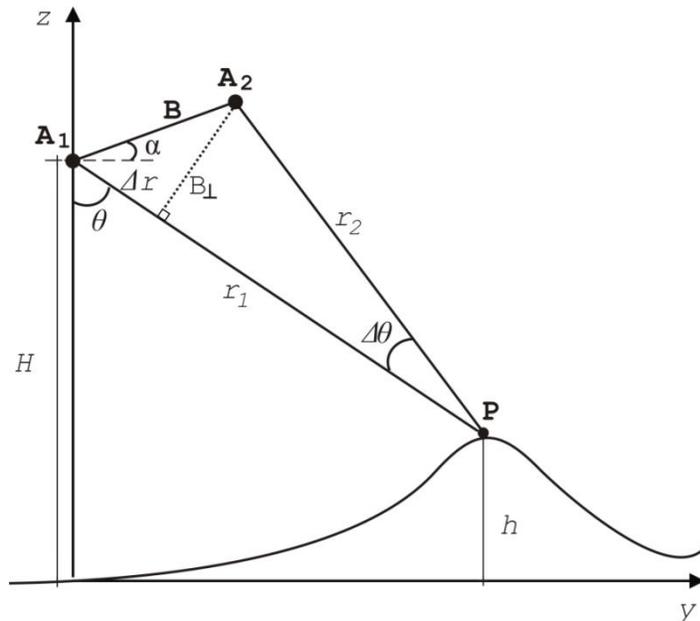


Figura 2.5 – Geometria de aquisição em visada lateral para duas antenas.

Nesse esquema, as trajetórias das duas antenas **A1** (mestre) e **A2** (escrava) são paralelas entre si (idealmente) e perpendiculares à página, possuindo ângulos de visada ao alvo **P** ligeiramente diferentes, cuja diferença é dada por $\Delta\theta$. A separação entre as trajetórias é chamada de linha de base **B** e, sua inclinação é dada

pelo ângulo α . A linha de base normal B_{\perp} é a componente da linha de base projetada perpendicularmente à linha de visada e é responsável pela sensibilidade do interferômetro às variações na topografia. Considerando a aproximação da frente de onda plana ($B \ll r_1$ ou $\Delta\theta \approx 0$), a linha de base normal fica definida por:

$$B_{\perp} = B \cos(\theta - \alpha) = r_1 \Delta\theta \quad (2.27)$$

Ainda considerando a aproximação da onda de frente plana, pode-se assumir que o par de antenas vê o alvo P com um ângulo de visada θ . A interferometria usa a diferença de fase entre os pixels homólogos das imagens complexas, mestre e escrava, para medir a paralaxe:

$$\Delta r = r_1 - r_2 = B \sin(\theta - \alpha), \quad (2.28)$$

em que, r_1 e r_2 são as distâncias das antenas A_1 e A_2 ao alvo P , respectivamente. As posições de A_1 , A_2 e P são geralmente dadas em coordenadas WGS84. A relação da paralaxe com a fase interferométrica é dada pela Equação 2.29, conhecida também como equação para geocodificação inversa ou *Backward Geocoding* (ZEBKER e GOLDSTEIN, 1986):

$$\phi_{abs} = \frac{2p\pi\Delta r}{\lambda}. \quad (2.29)$$

O fator p considera o modo de aquisição do par interferométrico. Quando a aquisição é realizada por meio de duas passagens do sensor, deve-se levar em conta o trajeto de ida e volta do pulso eletromagnético e, portanto, $p = 2$. No caso de passagem única com dois sensores, $p = 1$. Nesta tese será adotado $p = 1$, uma vez que os dados foram adquiridos com passagem única. A fase interferométrica absoluta, ϕ_{abs} , está sujeita à contaminação pelo deslocamento de fase devido à reflexão do pulso nos alvos dentro da célula de resolução, atraso na propagação do sinal na atmosfera e ao ruído termal (RABUS, 2003).

A fase interferométrica é dada pela multiplicação do pixel da imagem mestre pelo complexo conjugado do pixel homólogo na imagem escrava. Assim sendo, a fase

$$\phi = \text{mod}(\phi_{abs}, 2\pi) \Rightarrow \phi_{abs} = \phi + 2k\pi, \quad \phi \in [-\pi, \pi), \quad k \in \mathbb{Z} \quad (2.30)$$

interferométrica é conhecida apenas em modulo 2π , dada por:

Como consequência da Equação 2.30, a imagem interferométrica, ou interferograma, apresenta um padrão cíclico de franjas de interferência, como se pode observar na Figura 2.6.

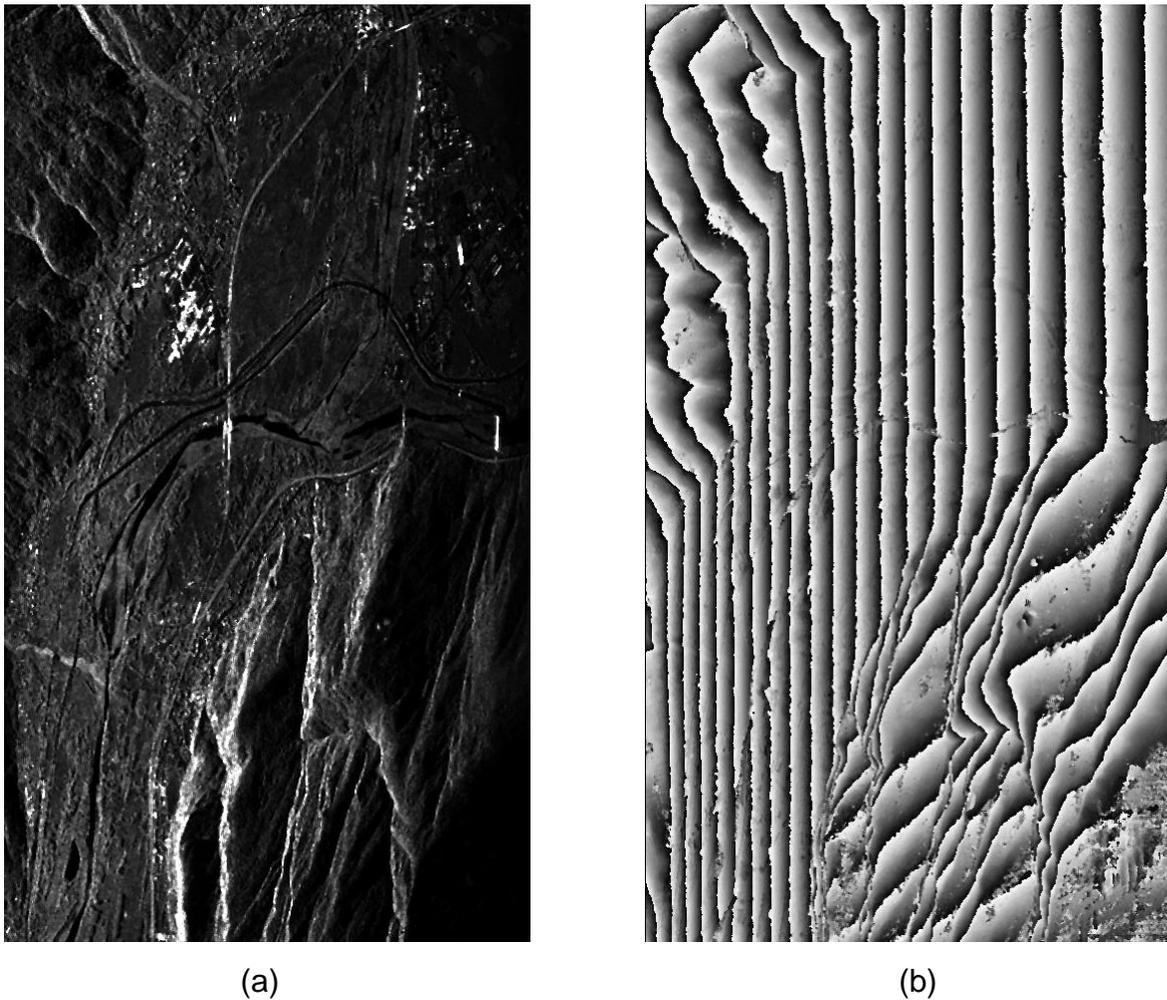


Figura 2.6 - Padrão cíclico das franjas interferométricas. a) Imagem amplitude. b) franjas interferométricas.

Ainda considerando a Figura 2.5, podemos obter a sensibilidade do interferômetro, ou seja, a taxa da variação da fase com a variação da elevação do terreno:

$$h = H - r_1 \cos \theta \quad (2.31)$$

$$\frac{dh}{d\theta} = r_1 \sin(\theta) \quad (2.32)$$

Das Equações 2.28 e 2.29 vêm:

$$\frac{d\phi_{abs}}{d\theta} = \frac{2\pi B \cos(\theta - \alpha)}{\lambda} \quad (2.33)$$

Finalmente, das Equações 2.32 e 2.33, obtêm-se a sensibilidade do interferômetro:

$$\frac{d\phi_{abs}}{dh} = \frac{2\pi B \cos(\theta - \alpha)}{\lambda r_1 \sin \theta}. \quad (2.34)$$

É interessante introduzir o conceito de altura de ambiguidade, ou seja, a diferença de altura causada pelo acréscimo de um ciclo (2π) à fase interferométrica:

$$h_{amb} = \frac{\lambda r_1 \sin \theta}{B \cos(\theta - \alpha)} \quad (2.35)$$

A qualidade do interferograma depende em muito da precisão do registro entre as imagens que compõem o par interferométrico. Basicamente, o registro consiste em três passos (LI e BETHEL, 2008). O primeiro passo consiste em um registro grosseiro, cujo objetivo principal é corrigir translações entre as duas imagens por meio da correlação cruzada (LI e GOLDSTEIN, 1990). O segundo passo produz um registro fino de um conjunto de pares homólogos (pontos de amarração) uniformemente distribuídos, preferencialmente, nas imagens, com precisão de 0,1 pixel usando a correlação cruzada dos valores complexos (LI e GOLDSTEIN, 1990), ou dos valores de magnitude

(RUFINO et al, 1998). Técnicas como a do espectro máximo (GABRIEL e GOLDSTEIN, 1988), flutuação média (LIN et al, 1992) e diversidade espectral (SCHEIBER e MOREIRA, 2000) também foram desenvolvidas para o registro fino. O terceiro passo realiza uma interpolação para levar uma imagem para a grade da imagem de referência (HANSSEN e BAMLER, 1999).

2.2.2. Estatísticas do Interferograma

A correlação complexa entre os pixels de duas imagens complexas é definida como (JUST e BAMLER, 1994):

$$\gamma = \frac{E[z_1 z_2^*]}{(E[|z_1|^2] E[|z_2|^2])^{1/2}}. \quad (2.36)$$

Na Equação 2.36 o símbolo * denota a operação complexo conjugado, z_1 e z_2 os pixels complexos. A coerência é obtida por meio da magnitude da correlação complexa, $|\gamma|$, e a fase interferométrica por meio de:

$$\phi = \arg(\gamma). \quad (2.37)$$

A função densidade de probabilidade para a fase interferométrica depende apenas da coerência $|\gamma|$ e da fase teórica ϕ_0 , sendo dada pela Equação 2.38 (JUST e BAMLER, 1994).

$$pdf(\phi) = \frac{1 - |\gamma|^2}{2\pi} \frac{1}{1 - |\gamma|^2 \cos^2(\phi - \phi_0)} \left[1 + \frac{|\gamma| \cos(\phi - \phi_0) \arccos(-|\gamma| \cos(\phi - \phi_0))}{\sqrt{1 - |\gamma|^2 \cos^2(\phi - \phi_0)}} \right]. \quad (2.38)$$

Considerando que a fase interferométrica está restrita ao intervalo $\pm \pi$, a variância da fase fica dada por (BAMLER e HARTL, 1998):

$$\sigma_\phi^2 = E[(\phi - \phi_0)^2] = \frac{\pi^2}{3} - \pi \arcsin(|\gamma|) + \arcsin^2(|\gamma|) - \frac{Li_2(|\gamma|^2)}{2} \quad (2.39)$$

$$Li_2(|\gamma|^2) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{|\gamma|^{2k}}{k^2}, \quad (2.40)$$

em que, $Li_2(\cdot)$ é o dilogaritmo de Euler.

A variância da fase teórica, ϕ_0 , depende apenas da coerência, de forma que a coerência representa uma medida da qualidade da fase. A coerência pode ser descrita como o produto de três contribuições (ZEBKER e VILLASENOR, 1992):

$$|\gamma| = |\gamma_{termal}| |\gamma_{temporal}| |\gamma_{espacial}|. \quad (2.41)$$

A componente termal é devida ao ruído térmico do sistema. A componente temporal é devida às mudanças das propriedades dielétricas do terreno no caso de aquisição em múltiplas passagens. A componente espacial é devida à geometria do par de antenas. Desconsiderando a influência da inclinação do terreno e erros de registro e processamento, a correlação espacial se deve ao fato de as imagens do par interferométrico serem adquiridas com uma pequena diferença no ângulo de visada devido à linha de base ($\Delta\theta$). Essa diferença na visada causa um deslocamento espectral entre os retornos dos sinais de forma que a $|\gamma_{espacial}| = 0$, quando o deslocamento espectral é igual à largura de banda do *chirp*, $W = |\gamma|T_p$. Assim, a linha de base para $|\gamma_{espacial}| = 0$ é conhecida com linha de base crítica, dada por (Sandwell e Price, 2006):

$$B_{\perp c} = \frac{\lambda r_0 W \tan(\theta)}{c} = \frac{\lambda r_0 \tan(\theta)}{2 \delta_{rm}} = \frac{\lambda r_0}{2 \delta_{rg} \cos(\theta)}, \quad (2.42)$$

em que, $\delta_{rg} = \delta_{rm}/\sin(\theta)$ é a resolução no solo.

2.2.3. Desdobramento da Fase e Geocodificação Direta

Para que a fase interferométrica possa ser usada para geração do modelo digital de elevação (MDE), a fase interferométrica absoluta deve ser recuperada por meio de

algoritmos de desdobramento de fase (WU,1999). Esses algoritmos resolvem a ambiguidade, representadas por múltiplos de 2π , que precisam ser adicionadas à fase interferométrica. Esses algoritmos partem da premissa que não há deslocamento de fase ou que o mesmo já foi compensado de forma que a Equação 1.1 simplifica para:

$$\phi_{abs} = \phi + 2k\pi. \quad (2.43)$$

Os algoritmos de estimação de fase absoluta se baseiam na suposição de que a variação da fase interferométrica entre pixels vizinhos não seja superior a meio ciclo, π . Essas diferenças superiores a π se tornam mais frequentes quando a linha de base é maior, o aclave do terreno está próximo à inclinação limite (HAGBERG e ULANDER, 1993) e na presença de áreas de baixa coerência onde o ruído de fase é alto (regiões de sombra e corpos d'água).

A geocodificação direta consiste em utilizar a fase interferométrica absoluta conjuntamente com a posição das antenas (em coordenadas WGS84) para calcular as coordenadas geográficas WGS84 de cada *pixel* da imagem interferométrica. O resultado dessa geocodificação direta consiste em uma grade irregular devido à visada lateral. Com o uso de interpoladores o resultado pode ser mapeado para uma grade regular.

Considerando a Figura 2.7 e fazendo uso das Equações 2.28 e 2.29, calculam-se o alcance da antena escrava **A2**, r_2 , e a seguir determinam-se as coordenadas do alvo **P** pelo meio das equações dadas por (SANSOSTI, 2004):

$$p_{\perp}^2 = r_1^2 - p_{\parallel}^2 \quad (2.44)$$

$$p_{\perp}^2 = r_2^2 - (p_{\parallel} - B)^2. \quad (2.45)$$

Das Equações 2.44 e 2.45, vêm:

$$p_{\parallel} = \frac{r_1^2 - r_2^2 + B^2}{2B} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{P} = A_1 + p_{\parallel} \hat{\mathbf{a}}_{\parallel} + p_{\perp} \hat{\mathbf{a}}_{\perp}. \quad (2.47)$$

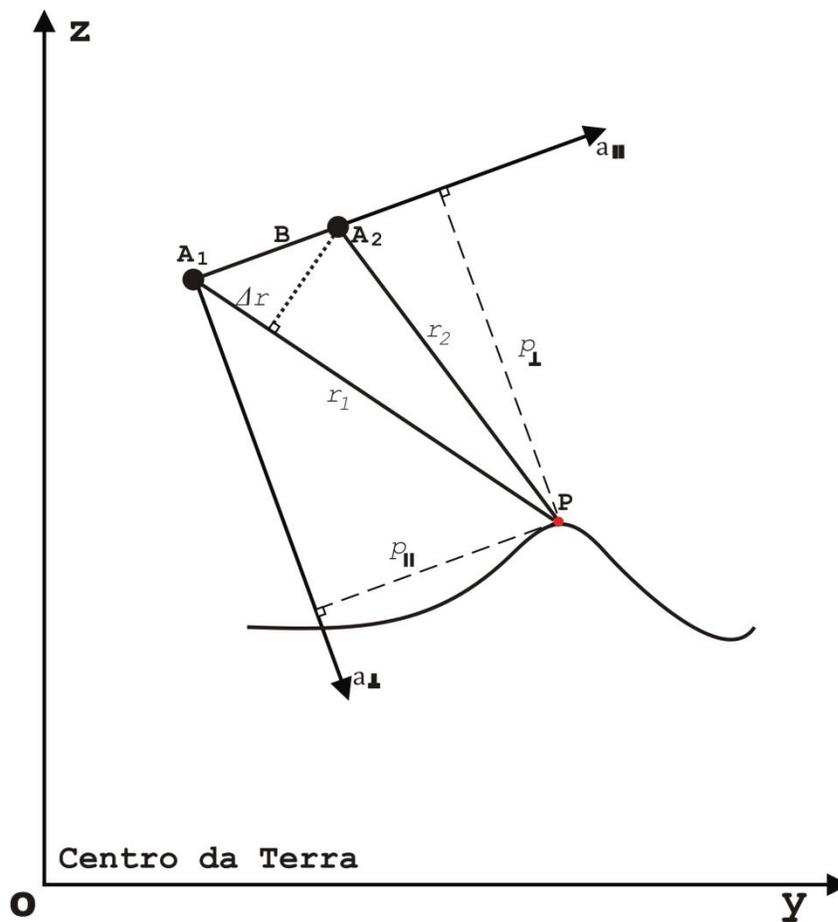


Figura 2.7 – Esquema para geocodificação direta considerando todos os elementos situados no plano Doppler zero.

Para o caso geral da geocodificação direta com dados adquiridos com geometria oblíqua ($f_{\eta_c} \neq 0$), as Equações 2.44 - 2.47 sofrem alterações conforme SANSOSTI (2004).

CAPÍTULO 3

Desdobramento da Fase Interferométrica

A estimação da fase absoluta é um problema de reconstrução de uma função em um reticulado, dado os valores módulo 2π dessa função sobre esse reticulado. Nesse capítulo, considera-se que o deslocamento de fase não existe ou que já foi determinado previamente. Os métodos para estimação da fase absoluta podem ser baseados no uso de linha de base simples ou linhas de base múltiplas. No primeiro grupo destacam-se os de integração bidimensional das diferenças de fase entre pixels vizinhos (GOLDSTEIN et al, 1988; XU e CUMMING, 1999, QINGSONG et al., 2011). Esses métodos, porém, estão sujeitos à propagação de erros. Outras técnicas incluem uso de norma L_p (HUNT, 1979, GHIGLIA e ROMERO, 1996, YU et al. 2013), *Minimum Cost Flow* (EINERDER et al., 1998, PEPE e LANARI, 2006) e filtro de Kalman (CHIRICO e SCHIRINZI, 2012). No segundo grupo tem-se os métodos baseados na máxima verossimilhança (LOMBARDINI, 1998, EINERDER, 2005), nos mínimos quadrados (GHIGLIA e WAHL, 1994), em algoritmos iterativos (THOMPSON et al., 1999), em campos markovianos (FERRAIUOLO et al., 2004, 2009), em filtros de Kalman (XIE et al., 2010), no Teorema Chinês do Resto (XU et al., 1994, LI e XIA, 2008, YUAN et al., 2013) e finalmente, baseado na combinação do método iterativo e máxima verossimilhança (XIAOJIN e YUNHUA, 2009).

O método desenvolvido visa a estimação da fase absoluta para radar aerotransportado com três interferômetros (Figura 1.1), com aquisição de dados em única passagem e única frequência. Ele combina os métodos iterativo e de máxima verossimilhança, em que o primeiro é usado para resolver as ambiguidades e o segundo para realizar a fusão dos interferogramas gerados pelas combinações interferométricas das três

antenas. O método, pelo fato de estimar a fase absoluta *pixel a pixel*, possui a vantagem de não propagar erros.

Adicionalmente o método proposto faz uso dos dados do *Shuttle Radar Topography Mission* (SRTM), que gerou MDEs com cobertura quase total do globo terrestre.

A contribuição do método proposto consiste no uso sequencial dos métodos iterativo e máxima verossimilhança. Especificamente, no método de máxima verossimilhança, a contribuição consiste em obter o estimador de máxima verossimilhança de forma rápida, evitando a busca ao longo da altura ou do ângulo de visada. A combinação dos métodos iterativo e de máxima verossimilhança proposta em (XIAOJIN e YUNHUA, 2009) consiste na estimação da fase absoluta de forma independente pelos dois métodos para posteriormente resolver as discrepâncias entre as duas soluções. No método proposto nessa tese, o método iterativo é usado para resolver a ambiguidade da fase modulo 2π , para depois então utilizar a máxima verossimilhança para realizar a fusão dos interferogramas.

Na etapa da fusão de interferogramas por máxima verossimilhança, o método proposto por (EINEDER, 2005) realiza a busca pelo ponto de máxima verossimilhança por meio de uma varredura dentro de uma faixa de valores para a elevação em cada ponto, e um MDE externo pode ser usado para selecionar a faixa de valores, tendo alto custo computacional. Em (LOMBARDINI,1996) a busca é feita no espaço da fase e menciona sem detalhes que está em desenvolvimento um algoritmo do tipo Newton-Rapson para determinação do ponto de máxima verossimilhança.

Para a fusão proposta nessa tese, foi desenvolvido um método que rapidamente localiza o ponto de máxima verossimilhança no espaço de fase, em tipicamente 2-3 iterações, sem a necessidade de varredura. No caso das antenas estarem colineares a busca ocorre em uma única iteração. Na Seção 3.1 é apresentado o algoritmo iterativo. Na Seção 3.2 é apresentada a fusão dos interferogramas usando a máxima verossimilhança. Na Seção 3.3 são apresentadas as áreas teste e, finalmente na Seção 3.4 são apresentados os resultados.

3.1. Método iterativo

O método iterativo explora a diversidade de tamanhos das linhas de base para refinar a estimação da fase absoluta. A ideia subjacente é de que a linha de base mais curta possua uma altura de ambiguidade (Equação 2.35) tal que a topografia do terreno sendo imageado fique contida em uma única franja interferométrica, evitando assim ambiguidades (JACOWATZ et al., 1996). Entretanto linhas de base curtas possuem baixa sensibilidade interferométrica (Equação 2.34). Assim, as linhas de base maiores podem ser usadas para suprir a sensibilidade que falta à linha de base curta. Naturalmente, a linha de base maior deve possuir uma altura de ambiguidade h_{ambI} (Equação 2.35) tal que contenha o erro $|\epsilon|$ entre as alturas estimadas por esta e pela linha de base menor dentro de certo intervalo de confiança:

$$|\epsilon| \leq \frac{h_{ambI}}{2} \quad (3.1)$$

A partir do intervalo de confiança, cujo valor é uma decisão de projeto, e da linha de base curta já definida, se pode calcular a altura de ambiguidade para a próxima linha de base (JACOWATZ et al., 1996):

$$P(-h_{ambI}/2 < \epsilon < h_{ambI}/2) = \text{erf}\left(\frac{1}{2\gamma_s\beta_r\sqrt{2}}\right) \quad (3.2)$$

$$\gamma_s = \frac{\sigma_{\phi_s}}{2\pi} = \frac{\sigma_{hs}}{h_{ambS}}, \quad \beta_r = \frac{\Delta\theta_l}{\Delta\theta_s} \approx \frac{h_{ambS}}{h_{ambI}}. \quad (3.3)$$

Na Equação 3.3, γ_s é o nível de ruído de fase para o sistema da linha de base curta, expresso em fração de ciclo completo e β_r é a razão entre as linhas de base normais, longa e curta. Em termos práticos, o desvio padrão da fase interferométrica da linha de base curta, σ_{ϕ_s} , deve refletir o desvio padrão associado à coerência mínima (Equação 2.39) aceitável para realizar a estimação da fase absoluta.

Usando o MDE disponível pelo SRTM (FARR et al., 2007) pode-se calcular a altura de ambiguidade da linha de base curta (linha de base inicial) para um determinado intervalo de confiança usando as segundas igualdades da Equação 3.3. Nesse caso, o desvio padrão em altura para o MDE gerado pelo SRTM faz o papel do desvio padrão em altura para linha de base curta, $\sigma_{srtm} = \sigma_{hs}$. Também nesse caso a altura de ambiguidade h_{amb1} torna-se h_{amb} :

$$P(-h_{amb}/2 < \epsilon < h_{amb}/2) = \text{erf}\left(\frac{h_{amb}}{2\sigma_{srtm}\sqrt{2}}\right) \quad (3.4)$$

O algoritmo proposto para a fase iterativa consiste dos passos a seguir e parte do princípio que os interferogramas e o MDE do SRTM já se encontram coregistrados em azimute e alcance. Assume também, que as posições das antenas para cada linha em azimute bem como as frequências Doppler para as células em alcance são conhecidas:

1. A partir da posição WGS84 do *pixel* dada pelo SRTM faz-se a geocodificação inversa (Equações 2.28 e 2.29), obtendo a fase absoluta para a linha de base curta. A partir da fase enrolada (modulo 2π) dada pelo interferograma da linha de base curta, soma-se múltiplos de 2π até que a fase desdobrada seja a mais próxima da obtida pelo SRTM.
2. Com a fase desenrolada obtida no passo 1 e com as Equações 2.28-29 obtém-se r_2 . Após, realiza-se a geocodificação direta usando as Equações 2.44-47, determinando-se uma nova posição WGS84, mais precisa, para o pixel.
3. Usando a posição obtida no passo 2, retorna-se ao passo 1 e repete-se o procedimento para as demais linhas de base, em ordem crescente de tamanho. A última posição obtida é a posição final para a fase iterativa.

A Figura 3.1 apresenta um fluxograma para o algoritmo iterativo com as etapas principais. A função $GI^i()$ representa a função de geocodificação inversa, dada pela Equação 2.29. Essa função, dados um ponto no solo e as posições das antenas e a frequência Doppler, recupera a fase absoluta para cada interferômetro i .

Já a função $GD^i()$ realiza a geocodificação direta, ou seja, dada a fase absoluta, recupera as coordenadas WGS84 do ponto no solo através da Equação 2.47.

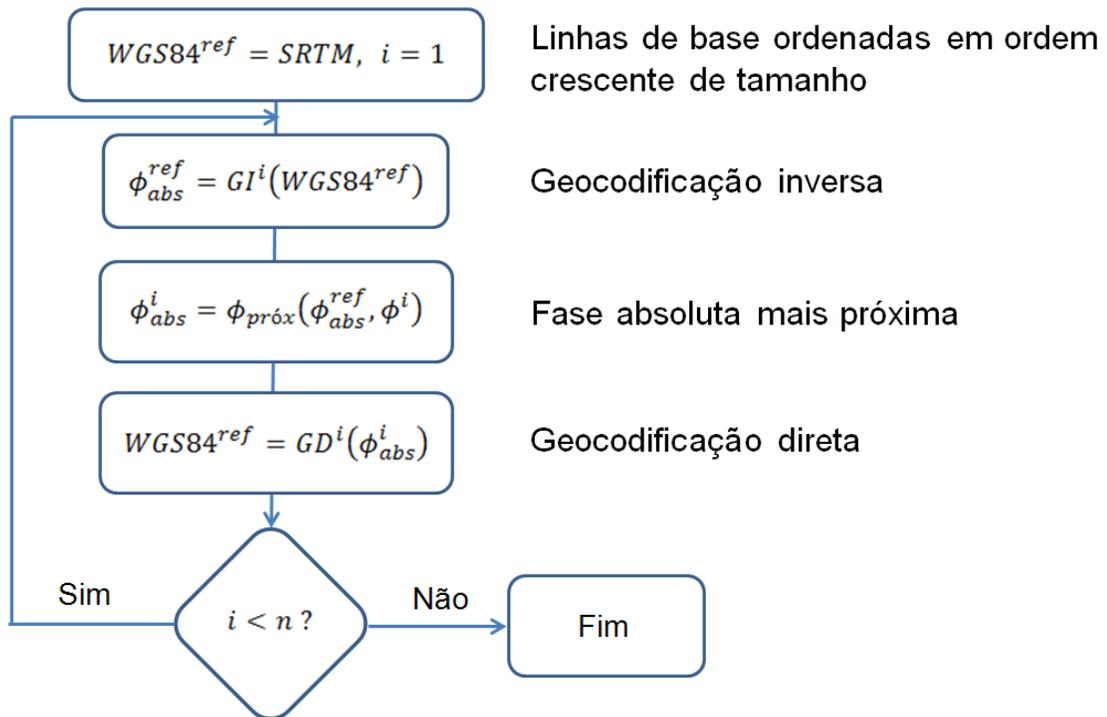


Figura 3.1 – Fluxograma do método iterativo.

3.2. Fusão de interferogramas

Nessa seção é apresentado um novo método para a fusão de interferogramas baseado na máxima verossimilhança. Nesse novo método, um mecanismo iterativo de busca da máxima verossimilhança é apresentado. Em cada iteração o passo ótimo é determinado analiticamente e, geralmente, não mais que dois passos são necessários.

Em relação ao método proposto por (EINEDER, 2005), a busca pelo ponto de máxima verossimilhança se dá por meio de uma busca por varredura dentro de uma faixa de

valores para a elevação em cada ponto e um MDE externo pode ser usado para selecionar a faixa de valores.

A ideia do método proposto é, de que, para um dado interferômetro e um determinado alcance, existe uma trajetória unidimensional no espaço do ângulo de visada vs fase absoluta que define os valores da fase absoluta em função do ângulo de visada. Estendendo esse conceito para n interferômetros, obtém-se uma trajetória unidimensional em um espaço de dimensionalidade $n+1$. Cada ponto nessa trajetória é um vetor de fases absolutas que, quando usadas na geocodificação pelos respectivos interferômetros resultam na mesma coordenada WGS84. A fusão dos interferogramas pode ser entendida como sendo o problema de determinar a posição nessa trajetória que minimiza a distância à posição do vetor de fases obtidas pelo método iterativo. A maximização da máxima verossimilhança implica na minimização da distância estatística de Mahalanobis (MAHALANOBIS, 1936).

A Figura 3.2 mostra o esquema da fusão de interferogramas em uma iteração. Consideremos o vetor de fases F calculado pelo método iterativo. Fazendo-se a geocodificação direta (Equação 2.47) com uma das fases do vetor F obtém-se a posição P , em coordenadas WGS84, sobre o terreno. Através da geocodificação inversa do ponto P (Equação 2.29), calcula-se as demais fases absolutas do vetor O . Este vetor, O , é o ponto inicial do processo de otimização sobre a trajetória. O vetor em vermelho na Figura 3.2 representa a translação do vetor F sobre a trajetória dada pela direção \hat{d} .

A direção \hat{d} é o vetor tangente à trajetória em O e é dado pelo vetor unitário das sensibilidades interferométricas (Equação 2.34). Assumindo que a trajetória em uma vizinhança próxima de O é linear, uma vez que a curvatura da trajetória é muito baixa, o escalar t indica o deslocamento na direção unitária \hat{d} , a partir de O de forma a atingir o ponto O . Este ponto, $O^* = O + t\hat{d}$, minimiza a distância de Mahalanobis ao ponto F na direção \hat{d} .

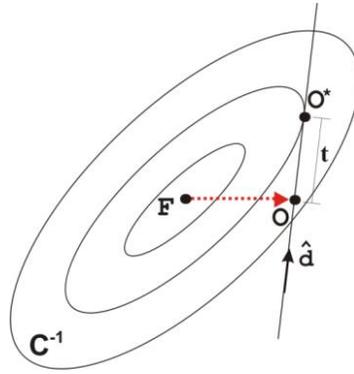


Figura 3.2 – Esquema para a fusão de interferogramas em um plano no espaço n dimensional. As elipses representam isolinhas com mesma distância de Mahalanobis ao ponto F .

A matriz de covariância C , das fases absolutas, é calculada através de uma janela 3×3 centrada no pixel de referência. Durante o cálculo da matriz de covariância, as fases dos pixels vizinhos em alcance do pixel de referência são compensadas, de forma a remover a fase relativa ao deslocamento horizontal do pixel vizinho.

A equação para a distância de Mahalanobis entre F e O^* é dada por:

$$d_M(F, O^*) = (F - O - t\hat{d})^T C^{-1} (F - O - t\hat{d}) \quad (3.5)$$

Fazendo $B = F - O$, derivando a Equação 3.5 em relação à t e igualando a zero, obtemos a expressão para t :

$$t = \frac{B^T C^{-1} \hat{d} + \hat{d}^T C^{-1} B}{2 \hat{d}^T C^{-1} \hat{d}}. \quad (3.6)$$

A matriz de covariância, C , é simétrica e, portanto, as duas parcelas do numerador da Equação 3.6 são equivalentes. Dessa forma, a Equação 3.6 pode ser simplificada para

$$t = \frac{B^T C^{-1} \hat{d}}{\hat{d}^T C^{-1} \hat{d}}. \quad (3.7)$$

O ponto na trajetória que minimiza a distância ao ponto F é dado por:

$$O^* = O + t\hat{d}. \quad (3.8)$$

A Figura 3.3 apresenta o fluxograma para a fusão dos interferogramas. A variável WGS84 representa as coordenadas WGS84 do ponto geocodificado usando a fase absoluta relativa à linha de base mais longa.

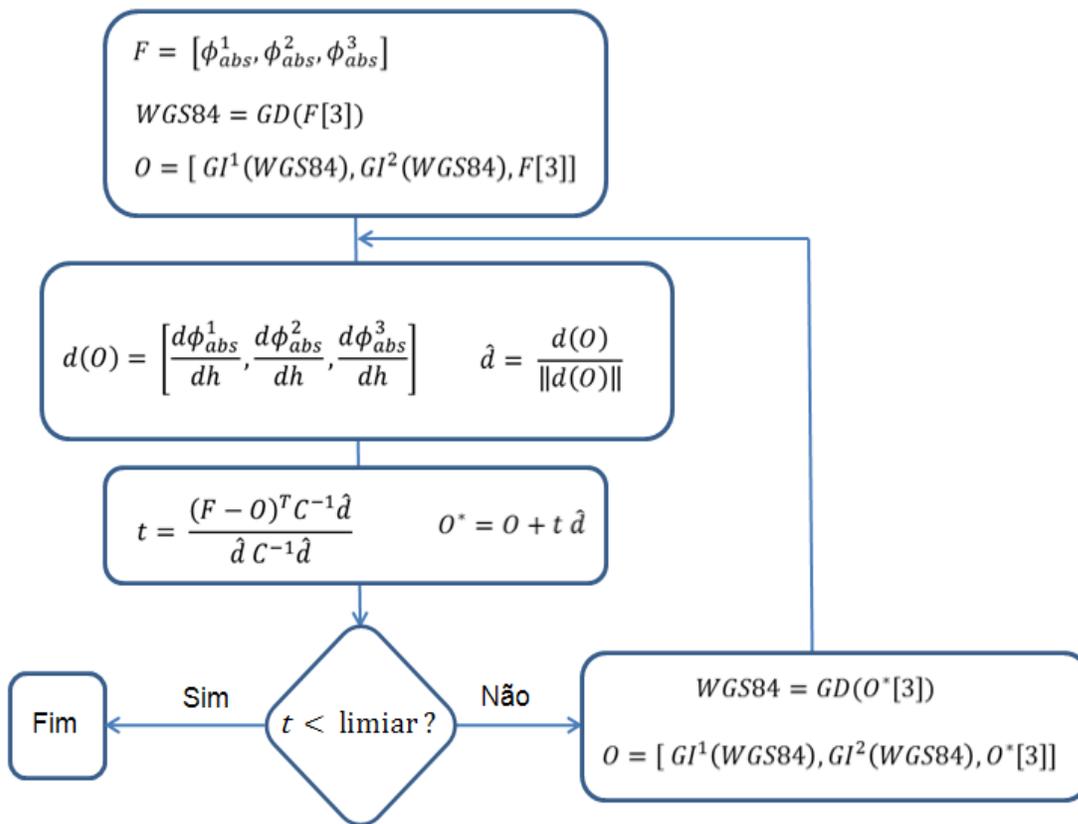


Figura 3.3 – Fluxograma para a fusão de interferogramas.

Na iteração seguinte a posição ótima O^* é usada agora para determinar um novo ponto inicial O sobre a trajetória e conseqüentemente, uma nova direção \hat{d} , sobre esse novo ponto O . As iterações continuam até que o escalar t se torne um valor pequeno o suficiente.

No caso especial em que a matriz de covariância é diagonal unitária, a distância de Mahalanobis se reduz à distância Euclidiana, ou seja, t torna-se a projeção do vetor $F-0$ sobre a trajetória na direção \hat{d} . Em outro caso, quando as antenas estão dispostas de forma colinear, a busca é realizada em passo único, pois nesse caso da direção \hat{d} se mantém constante.

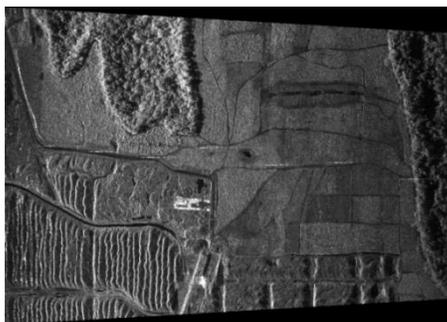
3.3. Áreas teste

O algoritmo foi testado em três áreas testes usando-se dados da banda X, com os parâmetros de voo mostrados na Tabela 3.1. As antenas estão instaladas em uma configuração semelhante à da Figura 1.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros de voo do sistema OrbiSAR para as áreas de teste.

Parâmetro	Área1	Área 2	Área 3
Localização	Pará-Brasil	Amazonas-Brasil	Verbania-Itália
Tipo de terreno	Plano	Floresta	Montanhoso
Comprimento de Onda (banda X)	0,031392 m	0,031228 m	0.031066 m
Largura do lóbulo principal em azimute	7,5°	7,5°	7,5°
Largura do lóbulo principal em elevação	34°	34°	34°
Ângulo de depressão	45°	45°	45°
Largura de banda do chirp	400 MHz	50 MHz	200 MHz
Altura de voo	3,3 km	7,6 km	7,3 km
Largura de faixa imageado (aprox.)	2,3 km	16 km	4,5 km
Tamanho em <i>pixels</i> (azimute x alcance)	4096x4096	2048x4096	8192x4096
Espaçamento entre <i>pixels</i> em alcance	0,375 m	3.0 m	0,75 m
Comprimento da linha de base curta	0,6569 m	0,6976 m	0,4282 m
Inclinação da linha de base curta	24,75°	30,94°	40,32°
Comprimento da linha de base média	1,8041 m	2,1480 m	1,9955 m
Inclinação da linha de base média	0,41°	-0,19°	0,03°
Comprimento da linha de base longa	2,4177 m	2,7685 m	2,3383 m
Inclinação da linha de base longa	6,84°	7,29°	6,83°

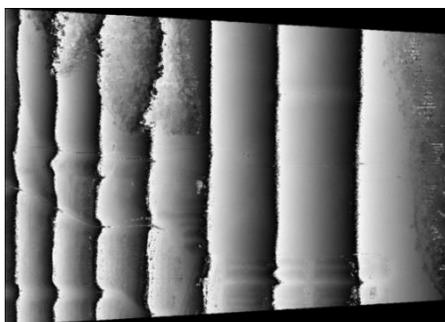
As Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 mostram as imagens de amplitude, de coerência e de fase interferométricas para as áreas testes. A Figura 3.4 mostra a área 1, que consiste basicamente de um terreno plano com altimetria entre 80 e 170 m.



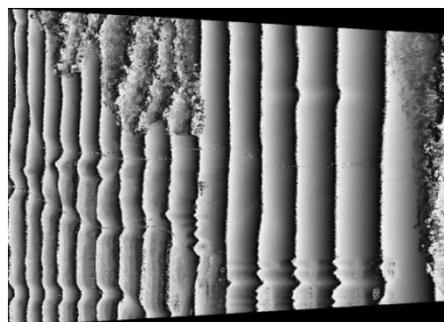
(a)



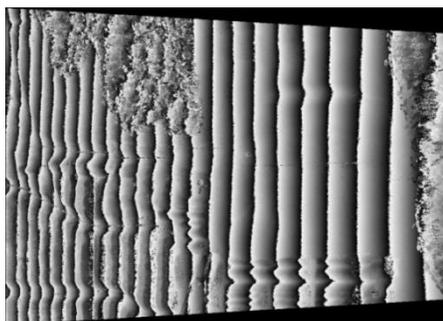
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.4 – Imagens da área no Estado do Pará: a) amplitude; b) coerência; c) fase interferométrica da linha de base curta; d) fase interferométrica da linha de base média; e) fase interferométrica da linha de base longa.

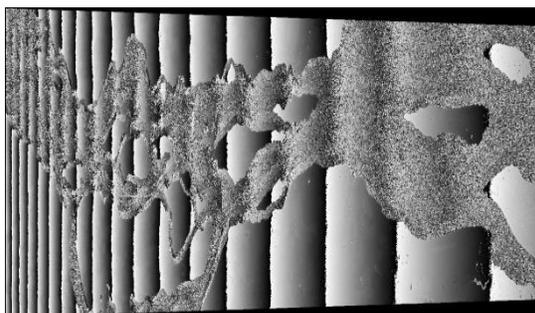
A Figura. 3.5, mostra a área 2, que consiste de cobertura florestal, áreas limpas e corpos d'água (rio). A altimetria do terreno oscila entre 30 e 90 m.



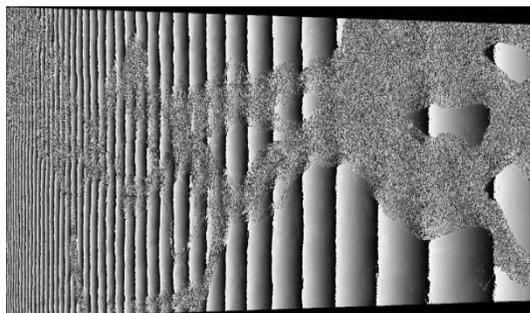
(a)



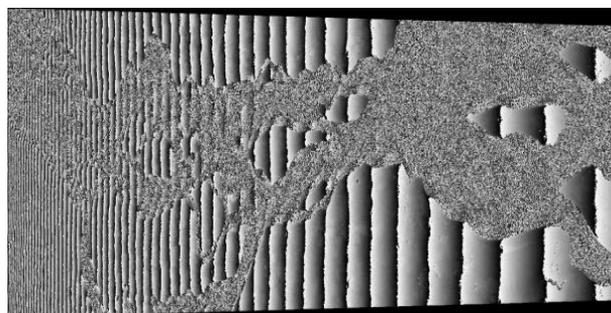
(b)



(c)



(d)



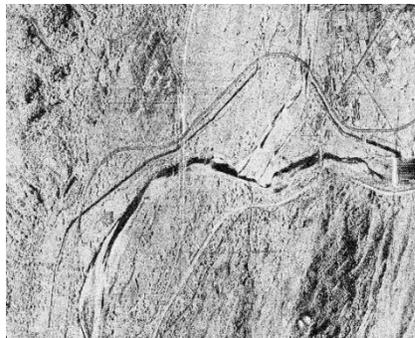
(e)

Figura 3.5 – Imagens da área no Estado da Amazonas: a) amplitude; b) coerência; c) fase interferométrica da linha de base curta; d) fase interferométrica da linha de base média; e) fase interferométrica da linha de base longa;

A Figura 3.6 mostra a área 3, em Verbania, Itália. A área consiste de um vale cercado por montanhas. A altimetria do terreno situa-se entre 260 e 1200 m.



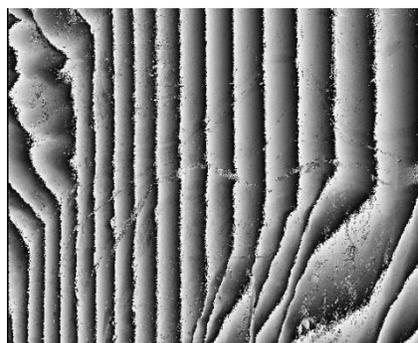
(a)



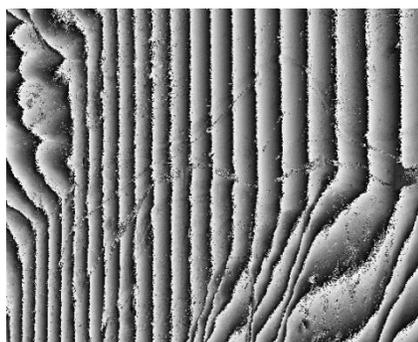
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.6 – Imagens da área na Verbania, Itália: a) amplitude; b) coerência; c) fase interferométrica da linha de base curta; d) fase interferométrica da linha de base média; e) fase interferométrica da linha de base longa.

3.4. Resultados e Conclusões

A Figura 3.7 apresenta os resultados, na geometria de visada, para a geocodificação usando o método iterativo para a área1. Foram geocodificados os pontos cuja coerência é superior a 0.5. Fica evidente, no caso da área 1, que o uso do MDE gerado pelo SRTM não tem precisão altimétrica suficiente para resolver as ambiguidades de fases presentes no interferograma da linha de base longa. A geocodificação baseada somente no interferograma da linha de base longa e SRTM (Figura 3.7a) produziu mais erros de elevação que a geocodificação do interferograma da linha de base média com o SRTM (Figura 3.7b). É interessante notar que na Figura 3.7b, os erros de ambiguidade ficaram mais concentrados em alcance próximo. Isso decorre do fato de que a altura de ambiguidade aumenta com o alcance (vide abaixo).

Tabela 3.2 – Altura de ambiguidades em alcance próximo e distante

	Altura de ambiguidade: alcance próximo / distante (metros)		
	Linha de base curta	Linha de base média	Linha de base longa
Área 1	98 / 232	42 / 121	30 / 80
Área 2	138 / 1056	48 / 737	35 / 434
Área 3	314 / 654	78 / 221	62 / 165

A Figura 3.7d mostra o resultado da geocodificação do interferograma da linha de base longa usando-se o método iterativo, onde os *pixels* com erros de ambiguidades são os mesmos presentes na geocodificação da linha de base curta. A Figura 3.7e mostra o MDE gerado pelo SRTM, usado para eliminação de ambiguidades. Na Figura 3.7f apresenta dois recortes em resolução plena dos MDEs gerados pela geocodificação individual da linha de base curta e pelo método proposto. A variância, maior, observada no MDE da linha de base curta é devida a sua menor sensibilidade interferométrica, razão principal para o uso do método iterativo. A resolução plena é a distância mínima, entre dois alvos, que possibilita a discriminação dos mesmos pelo radar. As resoluções em alcance, δ_{rm} , e azimuth, δ_{am} , são dadas pelas equações 2.23 e 2.24, respectivamente.

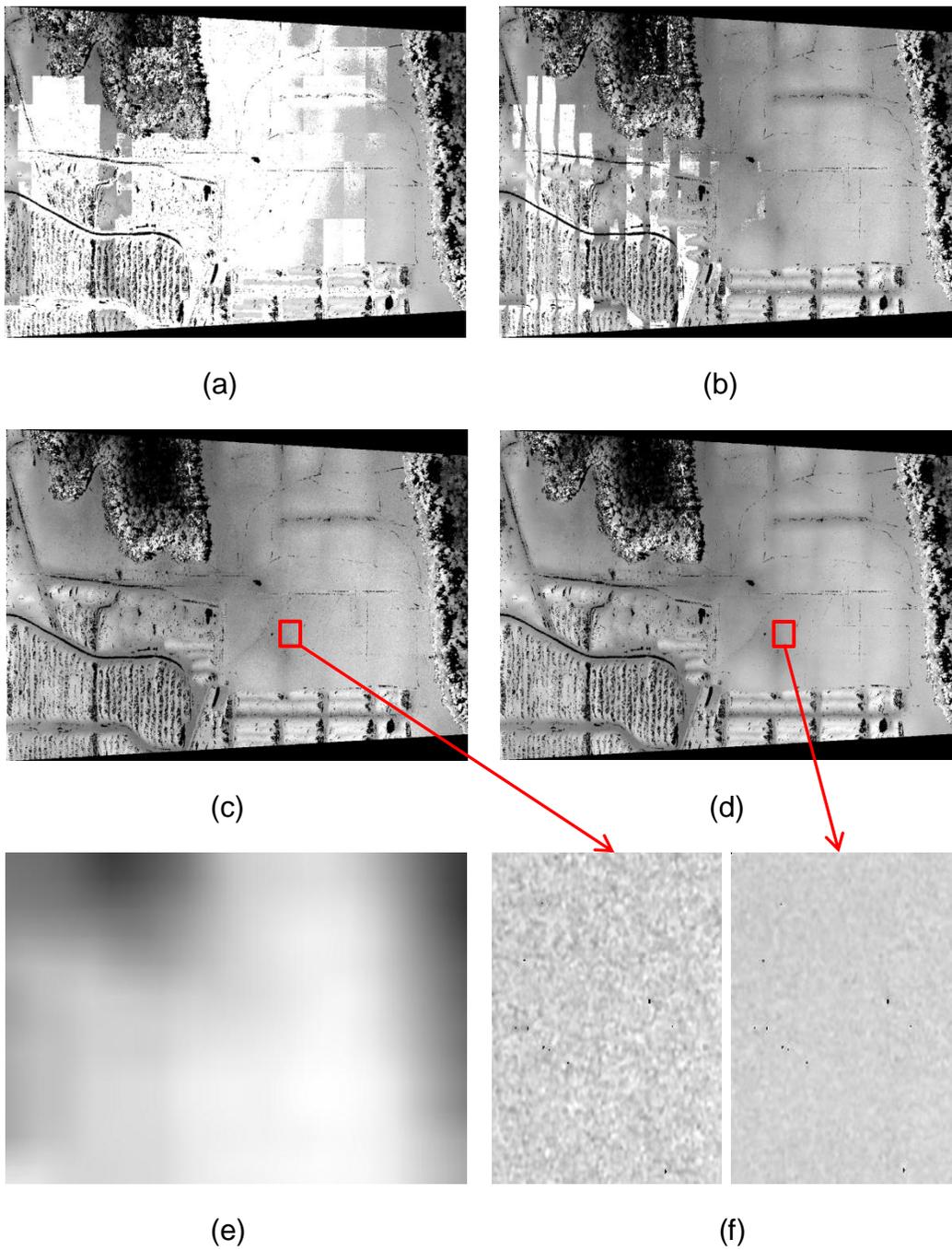


Figura 3.7 – MDEs resultantes. a), b), c) Geocodificação individual dos interferogramas para as linhas de base longa, média e curta respectivamente, d) Geocodificação pelo método proposto, e) MDE gerado pelo SRTM, f) Recortes em resolução plena das áreas marcadas em vermelho de (c) e (d) respectivamente.

A Tabela 3.3 apresenta as variâncias locais médias para os MDEs obtidos pelo método proposto. Os erros de ambiguidade são relativos à geocodificações realizadas individualmente para cada linha de base. Estas variâncias foram calculadas sobre uma janela 3x3 centrada no pixel de referência. Os pixels com diferença superior à altura de ambiguidade ao pixel de referência não são utilizados no cálculo da variância. Dessa forma, evita-se a contaminação da variância pelos erros de ambiguidade.

Tabela 3.3 – Variância local média baseado em uma janela 3x3.

Área Teste	Linha de base	Variância local média (m ²)	Desvio padrão local médio (m)
Área 1	Curta	1,760	1,32
	Média	0,87	0,93
	Longa	0,59	0,77
	Máxima Verossimilhança	0,55	0,74
Área 2	Curta	4,23	2,06
	Média	1,74	1,32
	Longa	1,27	1,13
	Máxima Verossimilhança	1,23	1,11
Área 3	Curta	25,04	5,00
	Média	3,12	1,77
	Longa	2,48	1,57
	Máxima Verossimilhança	2,17	1,47

A variância local média para áreas decresce com o aumento da linha de base. O valor alto para a variância da linha de base curta da área 3 pode ser explicada pelo menor comprimento da linha de base curta utilizada (vide Tabela 3.1), bem como pela inclinação do terreno. A fusão dos interferogramas pela máxima verossimilhança conjugado com o método iterativo resultou em uma diminuição da variância local média com relação à variância da linha de base longa, obtida pelo método iterativo somente, sendo mais expressivo na área 3.

A Tabela 3.4 apresenta o percentual dos erros de ambiguidade quando os interferogramas são geocodificados individualmente. Esses erros foram calculados da seguinte forma: para linha de base curta os erros de ambiguidades resultaram das diferenças entre o MDE gerado pela geocodificação da linha de base curta e o MDE do SRTM superiores à metade da altura de ambiguidade; nas demais linhas de base os erros de ambiguidades resultaram das diferenças entre os MDEs gerados pela geocodificação da linha de base individual e pelo método iterativo que forem superiores à altura de ambiguidade.

Tabela 3.4 – Erro percentual de ambiguidade para as geocodificações individuais.

Área Teste Tamanho (azimute x alcance)	Linha de base	% erros de ambiguidade
Área 1 (4096x4096)	Curta	0
	Média	10,9
	Longa	62,6
Área 2 (2048x4096)	Curta	0
	Média	~0 (29 <i>pixels</i>)
	Longa	~0 (29 <i>pixels</i>)
Área 3 (8192x4096)	Curta	0,003 (613 <i>pixels</i>)
	Média	0,23
	Longa	0.51

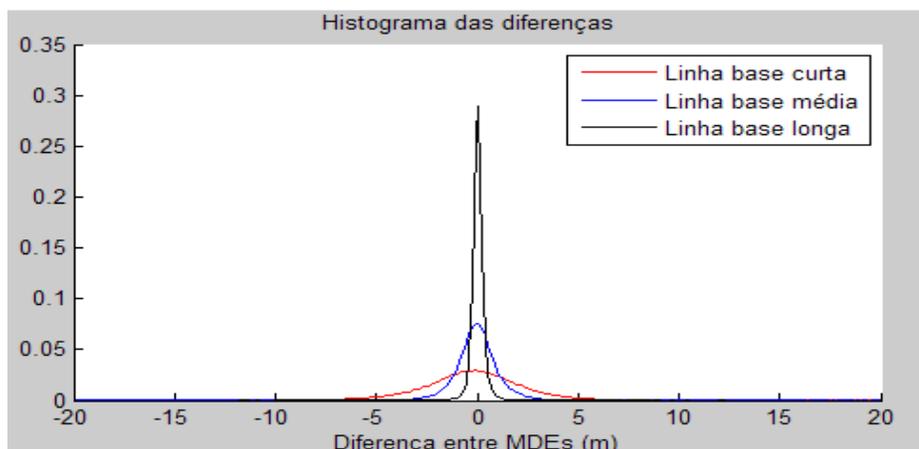
Consideremos as Tabelas 3.2 e 3.4 e que o desvio padrão do erro em altura nos dados do SRTM para a América do Sul é de aproximadamente 9,6 m (Rodríguez et al, 2006). Somente as linhas de base média e longa são geocodificadas iterativamente.

O erro máximo para evitar a ambiguidade é dado pela metade da altura de ambiguidade (equivalente a um erro de π radianos em fase). Na área 1, o erro máximo é de 15 m em alcance próximo e 40 m em alcance distante para linha de base longa. Esses valores, por estarem próximos ao erro do SRTM, são responsáveis pela alta percentagem dos erros de ambiguidade, 62,6% (Tabela 3.4). Para a linha de base média, onde o erro máximo de ambiguidade varia de 42 m em alcance próximo até 121 m em alcance distante, a ambiguidade é reduzida para 10,9%. Na área 2, pelo fato de o terreno não possuir grandes variações topográficas a precisão do SRTM é superior resultando em um erro de ambiguidade quase nulo. Já na área 3, o uso de uma linha de base curta menor compensou a menor precisão do SRTM em uma topografia montanhosa.

As Figuras 3.8, 3.9 e 3.10 apresentam os histogramas das diferenças entre as elevações dos MDEs obtidos durante a fase iterativa e o MDE obtido pela máxima verossimilhança para as áreas 1, 2 e 3, respectivamente. As médias das diferenças situam-se em torno de zero, como esperado, enquanto que o desvio padrão das diferenças decresce de à medida que a sensibilidade interferométrica das linhas de base (Equação 2.34) aumenta.

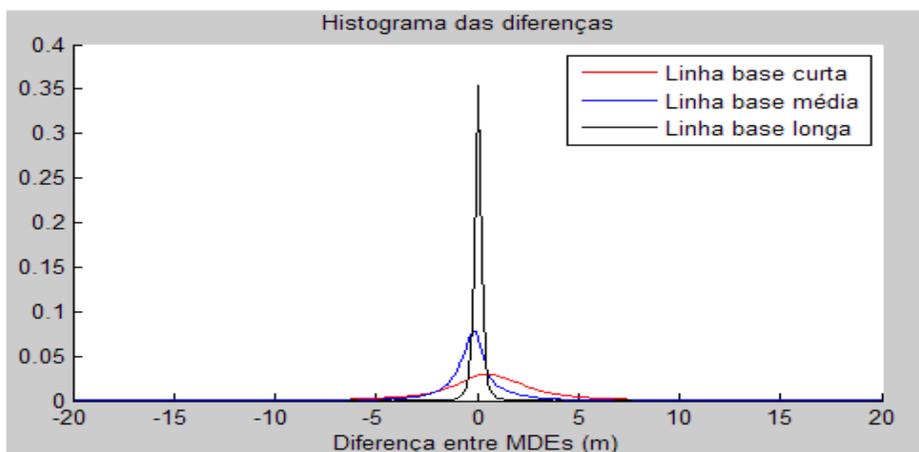
Na área 1, Figura 3.8, a média das diferenças para as três linhas de base tiveram valores baixos. Isso implica que os MDEs individuais gerados pela fase iterativa tiveram um bom alinhamento (inclinações relativas baixas).

Já nas áreas 2 e 3 (Figuras 3.9 e 3.10, respectivamente) as médias das diferenças para as linhas de base curta e média apontam para um viés em relação ao MDE obtido pela máxima verossimilhança. As causas para esse viés podem ser tanto a estimativa incorreta dos parâmetros da linha de base (comprimento e inclinação) como da imprecisão da estimativa do deslocamento de fase do sistema.



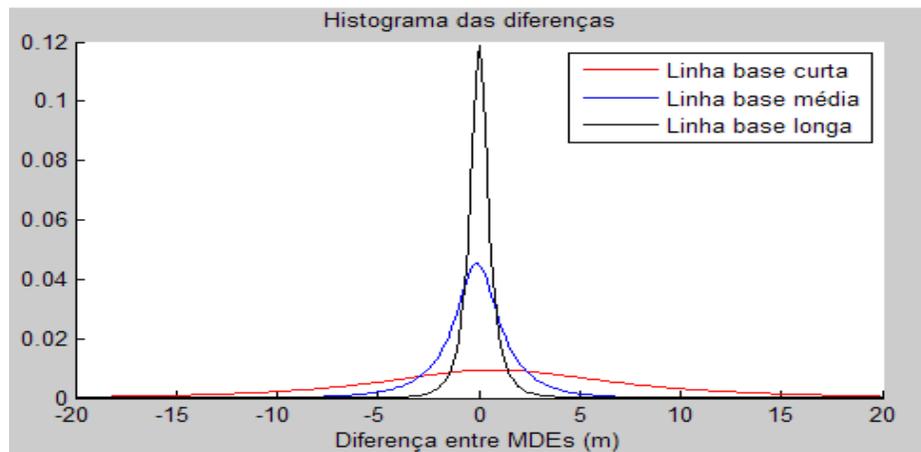
Linha de base	Média das diferenças	Desvio padrão das diferenças
Curta	-0,247 m	2,897 m
Média	-0,007 m	1,171 m
Longa	0,032 m	0,313 m

Figura 3.8 - Histogramas das diferenças entre MDEs na área 1.



Linha de base	Média das diferenças	Desvio padrão das diferenças
Curta	0,733 m	3,839 m
Média	-0,345 m	2,612 m
Longa	0,042 m	0,410 m

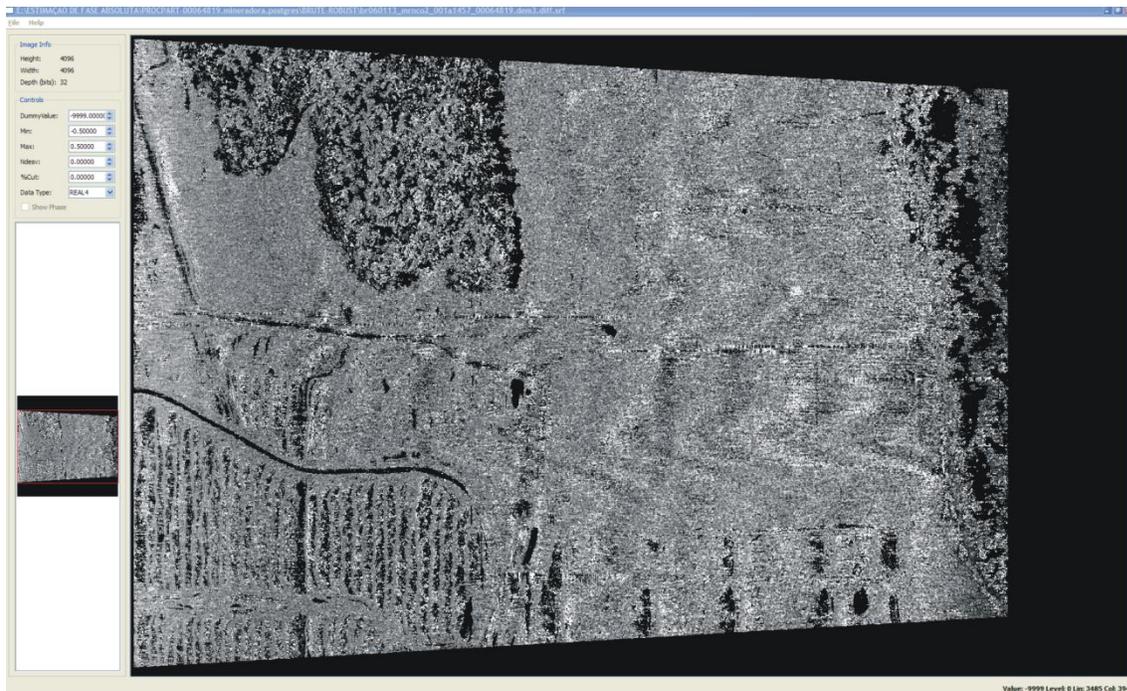
Figura 3.9 – Histogramas das diferenças entre MDEs na área 2.



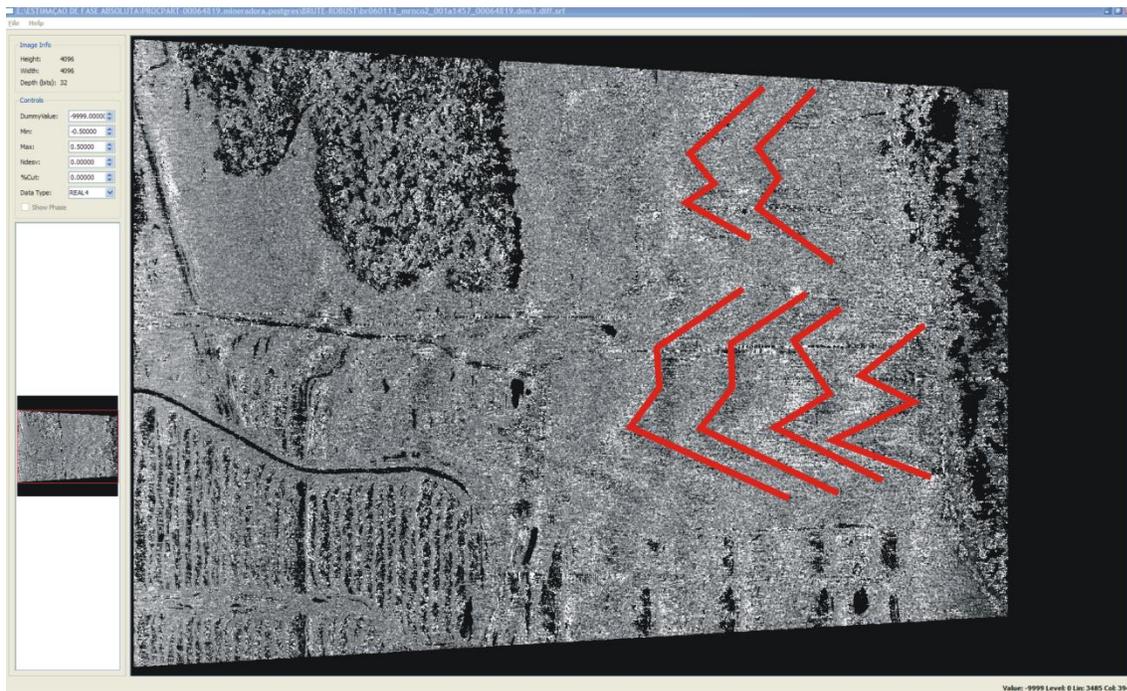
Linha de base	Média das diferenças	Desvio padrão das diferenças
Curta	1,538 m	11,876 m
Média	-0,224 m	2,817 m
Longa	0,043 m	1,003 m

Figura 3.10 – Histogramas das diferenças entre MDEs na área 3.

Especialmente, na área 1, o uso da máxima verossimilhança possibilitou a amenização de um efeito conhecido como ondulação de fase em alcance. A ondulação de fase decorre da reflexão do sinal de retorno na fuselagem da aeronave (vide Figura 1.1), criando o efeito de multicaminho (PINHEIRO et al., 2009). A Figura 3.11 mostra a diferença entre os MDEs da linha de base longa e da máxima verossimilhança. Os valores de brilho da imagem, na Figura 3.11, refletem a faixa de valores entre -0,5 m e +0,5m. As ondulações de fase situam-se na faixa horizontal e central da imagem. Deve-se notar que as ondulações se espalham por vários pixels em alcance de forma que o cálculo da variância local média não consegue capturar estas diferenças causadas pelas ondulações.



(a)



(b)

Figura 3.11 – Ondulações de fase na área 1. a) Original b) Localização de algumas ondulações com traço em vermelho.

CAPÍTULO 4

Estimação dos Deslocamentos de Fase

É comum as imagens interferométricas apresentarem um deslocamento de fase. Esse deslocamento de fase ocorre devido aos seguintes fatores:

- Incerteza na medida do tempo de atraso do retorno do sinal provocada por desvio na frequência de relógio do radar;
- O processo de desdobramento de fase pode acarretar um deslocamento de fase, dependendo do algoritmo utilizado.

Dessa forma, a Equação 1.1 pode ser reescrita:

$$\phi_{abs} = (\phi + 2k\pi) + \psi . \quad (4.1)$$

O termo entre parênteses foi tratado pelo desdobramento da fase interferométrica, conforme descrito no Capítulo 3. O deslocamento de fase, ψ , acarreta um erro planimétrico e altimétrico na geração do MDE e, portanto, precisa ser estimado. Normalmente o deslocamento de fase é estimado usando pontos de controle. Por meio das coordenadas obtidas por GPS do ponto de controle (RC) em campo, pode-se determinar a coordenadas de alcance (direção de visada) e de azimute (direção do deslocamento) na imagem interferométrica bem como a fase interferométrica teórica. O deslocamento é então a diferença entre a fase interferométrica teórica calculada e a fase correspondente na imagem interferométrica, dada pelas coordenadas de alcance e de azimute.

Recentemente, métodos automáticos para determinação do deslocamento de fase têm sido propostos, baseados em trajetórias de pontos no espaço de fase (MURA et al., 2012), estimação algébrica (GATTI et al, 2011), campos markovianos (FERRAIOLI et al, 2008) e diversidade espectral (SCHEIBER e FISCHER, 2004).

O presente trabalho propõe um novo algoritmo baseado em otimização não linear para determinação dos deslocamentos de fase. O método proposto introduz o conceito de distorção geométrica (ou erro relativo) e explora a geometria de múltiplas linhas de base de forma a minimizar a distorção geométrica entre duas ou mais imagens interferométricas causadas por um vetor de deslocamentos de fase diferente do introduzido pelo sistema radar. Essa distorção geométrica é a diferença entre as posições resultantes da geocodificação das imagens interferométricas. É a minimização da distorção geométrica que permite evitar o uso de um MDE externo para estimação dos deslocamentos de fase. Para evitar a influência de *outliers* na estimação usou-se uma norma de erro robusta. Os resultados foram obtidos usando-se dados da banda X do radar aerotransportado ORBISAR-1 para três áreas testes. Refletores de canto foram usados somente para validar os resultados.

O método proposto difere do método da estimação algébrica (GATTI et al, 2011) no sentido em que este minimiza simultaneamente os erros de geocodificação dos interferogramas com um MDE externo (ou conjunto de medidas locais), ao passo que o método proposto minimiza os erros relativos entre as geocodificações sem a necessidade de um MDE externo e/ou medidas locais. Além disso, a estimação algébrica realiza uma busca unidimensional com uma direção fixa, o que pode ser considerado uma aproximação. Essa direção é dada pelas sensibilidades interferométricas em cada ponto e mantida constante. Com relação ao método das trajetórias de pontos no espaço de fase (MURA et al., 2012), as trajetórias são calculadas por meio de varredura em elevação. O vetor de deslocamentos de fase é obtido a partir do vetor média desse aglomerado de trajetórias. O método proposto faz a busca no espaço de fases usando uma função objetiva a ser minimizada, neste caso sendo a distorção geométrica ou erro relativo.

4.1. Método da Minimização da Distorção Geométrica ou Erro Relativo

O método proposto explora a disponibilidade de múltiplas linhas de bases em plataformas aerotransportadas para a estimação dos deslocamentos de fase. O método proposto ajusta os deslocamentos de fase para $M \geq 2$ imagens interferométricas de forma a minimizar a distorção geométrica. Considerando duas linhas de base, sem perder a generalidade, a taxa de variação da fase absoluta de uma linha de base com a fase absoluta da outra linha de base, pode ser deduzida a partir das sensibilidades interferométricas (Equação 2.34):

$$\frac{d\phi_1}{d\phi_2} = \frac{B_1 \cos(\theta_1 - \alpha_1)}{\lambda_1 r_1 \sin \theta_1} \cdot \frac{\lambda_2 r_2 \sin \theta_2}{B_2 \cos(\theta_2 - \alpha_2)}. \quad (4.2)$$

B_1, B_2, λ_1 e λ_2 são parâmetros fixos do sistema, de forma que a taxa de variação entre as fases absolutas pode ser reescrita a partir da Equação 4.2:

$$\frac{d\phi_1}{d\phi_2} = G \frac{\cos(\theta_1 - \alpha_1)}{\cos(\theta_2 - \alpha_2)} \cdot \frac{r_2 \sin \theta_2}{r_1 \sin \theta_1}, \quad G = \frac{\lambda_2 B_1}{\lambda_1 B_2}. \quad (4.3)$$

Por meio de uma escolha apropriada da geometria das linhas de base, pode-se obter uma taxa de variação de fase entre os dois interferogramas que não seja constante ao longo da visada. A não constância nessa taxa de variação causa a distorção geométrica na presença de um deslocamento de fase diferente do real. Considerando que $|B_i| \ll r_i$ existem três geometrias possíveis para a distorção, mostradas na Figura 4.1. Na primeira, Figura 4.1a, as antenas estão dispostas de forma colinear. Nesse caso, as inclinações das linhas de base são iguais e os ângulos de visada são praticamente iguais. Assim a taxa de variação expressa na Equação 4.3 pode ser considerada constante ao longo da visada, com valor G . Como consequência, não existe distorção geométrica para quaisquer deslocamentos de fase que obedecem à igualdade $\frac{\psi_1}{\psi_2} = \frac{d\phi_1}{d\phi_2}$. Nesse caso específico, a estimação do deslocamento de fase pelo método proposto fica impossibilitada.

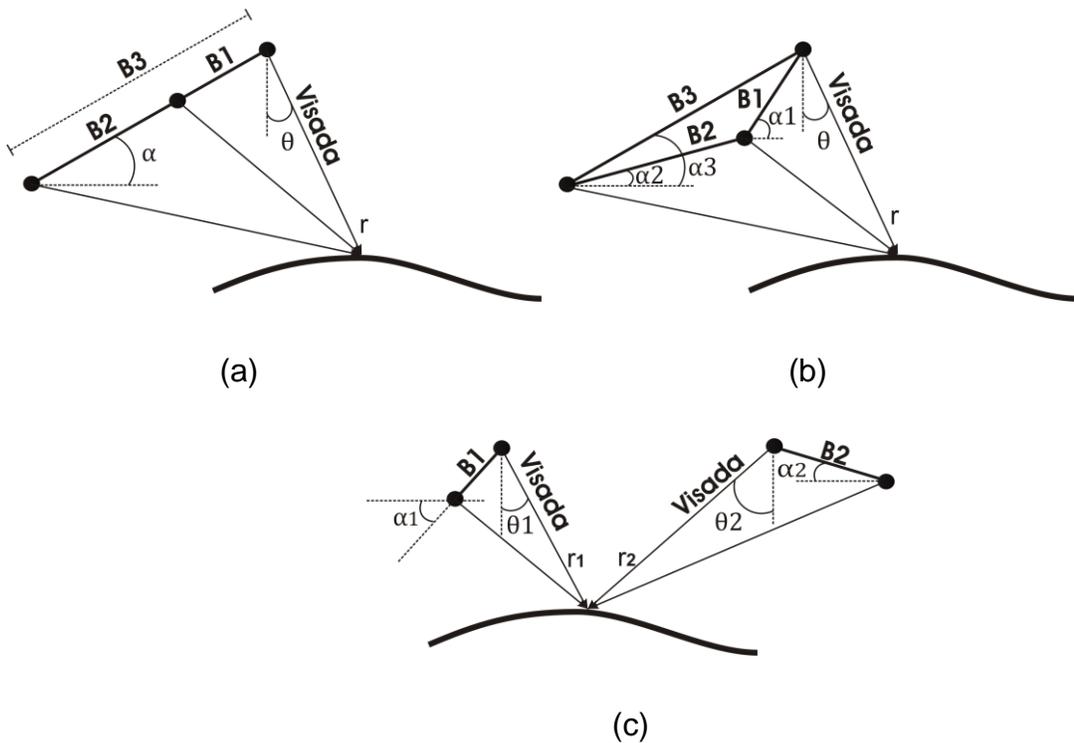


Figura 4.1 – Geometrias das linhas de base com respeito à distorção geométrica: (a) Sem distorção, (b) Distorção induzida pela não colinearidade e, (c) Distorção causada por visadas distintas.

Na segunda geometria, Figura 4.1b, as linhas de base não são colineares e possuem mesmo ângulo de visada. Essa geometria é comum em plataformas aerotransportadas com múltiplas antenas. A taxa de variação não é mais constante ao longo da visada, implicando em uma distorção geométrica que se acentuará com o aumento do desvio dos deslocamentos de fase. A Equação 4.3 se reduz à:

$$\frac{d\phi_1}{d\phi_2} = G \frac{\cos(\theta - \alpha_1)}{\cos(\theta - \alpha_2)}. \quad (4.4)$$

Existe uma direção de mínima distorção que define uma trajetória no espaço de fase ao longo da qual a distorção geométrica varia mais lentamente sendo dada por:

$$\frac{d\phi_1}{d\phi_2} = \text{atan} \left(G \frac{\int_{\theta_{prox}}^{\theta_{dist}} \frac{\cos(\theta - \alpha_1)}{\cos(\theta - \alpha_2)} d\theta}{\theta_{dist} - \theta_{prox}} \right), \quad (4.5)$$

em que, o argumento de $\text{atan}()$ reflete a inclinação média ao longo do intervalo do ângulo de visada da antena, $[\theta_{prox}, \theta_{dist}]$.

Na terceira geometria, Figura 4.1c, as linhas de base possuem diferentes visadas e, como consequência, diferentes distâncias ao alvo. Essa geometria é tipicamente representada por linhas de base com visadas opostas, ou seja, com as aquisições dos interferogramas feitas em trajetórias antiparalelas ou visadas transversais.

4.2. Algoritmo

A ideia subjacente do algoritmo é de que para todo deslocamento de fase do interferograma de referência (IR), existe um deslocamento de fase para cada interferograma dependente (ID), que minimiza a distorção entre os MDEs gerados por ambas. Considerando r como o índice do interferograma de referência, os deslocamentos de fase dos demais $m-1$ interferogramas são calculados usando K pontos por meio de:

$$\psi_m = \text{Off}_m(\psi_r) = \text{arg} \left(\sum_{k=1}^K e^{i [GI_m(GD_r(\phi_{r,k}, \psi_r)) - \phi_{m,k}] } \right), \quad (4.6)$$

em que:

- ψ_m é o deslocamento de fase para o m -ésimo interferograma.
- $\phi_{m,k}$ é a fase absoluta em ID correspondente ao k -ésimo ponto do m -ésimo interferograma.
- $GD_m()$ é a função de geocodificação direta para os pontos do m -ésimo interferograma. Essa função utiliza os parâmetros de voo (posição das antenas, comprimento de onda e a distância $r_{m,k}$ associada à coordenada alcance do k -ésimo ponto) mais os argumentos $\phi_{m,k}$ e ψ_m para o cálculo da posição do alvo \mathbf{P} (Equação 2.47).

- $GI_m()$ é a função de geocodificação inversa que, dadas as coordenadas de um alvo \mathbf{P} , resulta na fase absoluta teórica para \mathbf{P} no m-ésimo interferograma (Equação 2.29).
- $Off_m(\psi_r)$ é a função que calcula o deslocamento de fase para o m-ésimo interferograma (IDs) a partir do deslocamento de fase de IR. Basicamente esta função realiza a geocodificação direta de IR para, após, realizar a geocodificação inversa para ID e então subtrair a fase interferométrica de ID.

A distorção geométrica para M interferogramas, dados os deslocamentos de fase, é calculada no k-ésimo ponto dos interferogramas, por meio da Equação:

$$e_{D,k}(\psi_1, \dots, \psi_m) = \sum_{m=1}^M \|GD_m(\phi_{m,k}, \psi_m) - \overline{GD}_k\|^2. \quad (4.7)$$

\overline{GD}_k é a posição obtida por meio da geocodificação da fusão dos interferogramas no k-ésimo ponto. Para minimizar a influência de distorções extremas (*Outliers*), a norma da distorção expressa pela Equação 4.7 foi substituída pela norma (GEMAN & McCLURE, 1987):

$$e_{G,k}(\psi_1, \dots, \psi_m) = \frac{-1}{1 + \frac{e_{D,k}(\psi_1, \dots, \psi_m)}{\sigma_G^2}}, \quad (4.8)$$

onde σ_G^2 é um parâmetro de suavização.

O processo de minimização ocorre em três etapas:

- 1) Determinação do deslocamento de fase inicial de IR para o processo de otimização. Nesta etapa os dados de MDE disponibilizados pela missão SRTM (FARR, 2007) previamente coregistrados com IR são usados para o cálculo do deslocamento de fase inicial de IR por meio da geocodificação inversa. A precisão dos dados do SRTM nesta etapa não é importante. Com a informação das coordenadas WGS84 do k-ésimo ponto obtido dos dados SRTM podemos estimar o deslocamento inicial de IR por meio da Equação:

$$\psi_r = \arg \left(\sum_{k=1}^K e^{i [GI_r(SRTM(k)) - \phi_{r,k}]} \right). \quad (4.9)$$

2) Minimização unidimensional da distorção geométrica. Esta etapa visa achar o deslocamento de fase de IR que minimiza a distorção geométrica entre IR e os $(M-1)$ IDs. Em outras palavras, esta etapa alinha os MDE gerados pelos Ids com o MDE gerado pela IR. Observe que, embora a busca seja unidimensional (ao longo da dimensão de ψ_r), a trajetória desta busca não é necessariamente linear. Os deslocamentos de fase dos IDs, ψ_m , são obtidos por meio da Equação 4.6. A função que mede a distorção geométrica entre as geocodificações diretas de IR e IDs, induzida por ψ_r é dada por:

$$e_G(\psi_1, \dots, \psi_m) = \sum_{k=1}^K e_{G,k}(\psi_1, \dots, \psi_m), \quad \psi_{m \neq r} = Off_m(\psi_r) \quad (4.10)$$

O mínimo é dado então por:

$$\psi_r^* = \underset{\psi_r}{\operatorname{argmin}} e_G(\psi_1, \dots, \psi_m), \quad \psi_r \in [-\pi, \pi] \quad (4.11)$$

3) Minimização M-dimensional da distorção geométrica no espaço de fase. Esta etapa ocorre quando mais de dois interferogramas são utilizados. Nessa etapa, as dependências de ψ_m com ψ_r expressas pela Equação 4.10, são relaxadas. A minimização é realizada por meio de algoritmos de otimização não linear. O algoritmo DFP (DAVIDON, 1991; FLETCHER e POWELL, 1963) pode ser empregado neste caso. No caso da geometria não colinear com mesma visada, foi utilizada a direção de mínima distorção (Equação 4.5) para o processo de minimização da distorção geométrica.

4.3. Resultados e Conclusões

4.3.1. Geometria não Colinear com Mesma Visada

O algoritmo foi avaliado usando os dados da banda X das 3 áreas teste da seção 3.4 para a segunda geometria (Figura 4.1b). Os pontos foram selecionados de forma aleatória na imagem de referência. As fases interferométricas desses pontos satisfizeram o critério de qualidade baseado na imagem de coerência (BAMLER, 1998), com valor de coerência superior a 0,7. Refletores de canto (RC) foram instalados nas áreas teste e, suas coordenadas WGS84 foram obtidas com o uso de aparelhos de GPS diferencial. Nessa geometria, a Equação 4.7 foi modificada para:

$$e_{D,k}(\psi_1, \dots, \psi_m) = \left(\frac{R_{prox}}{R_k}\right)^2 \sum_{m=1}^M \|GD_m(\phi_{m,k}, \psi_m) - \overline{GD}_k\|^2 \quad (4.12)$$

A razão R_{prox}/R_k visa compensar o efeito multiplicador da distância em alcance na distorção (fator $rd\theta$). R_{prox} é a distância em alcance próximo. Essa razão impede que os pontos em alcance distante tenham peso maior no cálculo da distorção.

O parâmetro de avaliação utilizado foi a comparação do desnível do MDE ao longo da largura de faixa com a desvio padrão local médio da elevação do terreno. O desnível do MDE é calculado por meio da regressão linear das diferenças entre as elevações dos RCs medidas em campo (verdade) e as obtidas pela geocodificação direta. A reta de regressão modela o desnível do terreno ao longo da direção de visada (ao longo da largura de faixa) causada pelo erro de estimação do deslocamento de fase. O desvio padrão local médio da elevação do terreno usado é o obtido pela fusão dos interferogramas por meio da máxima verossimilhança, apresentados na Tabela 3.3.

A Figura 4.2 apresenta os gráficos da distorção geométrica para as áreas 1, 2, e 3.

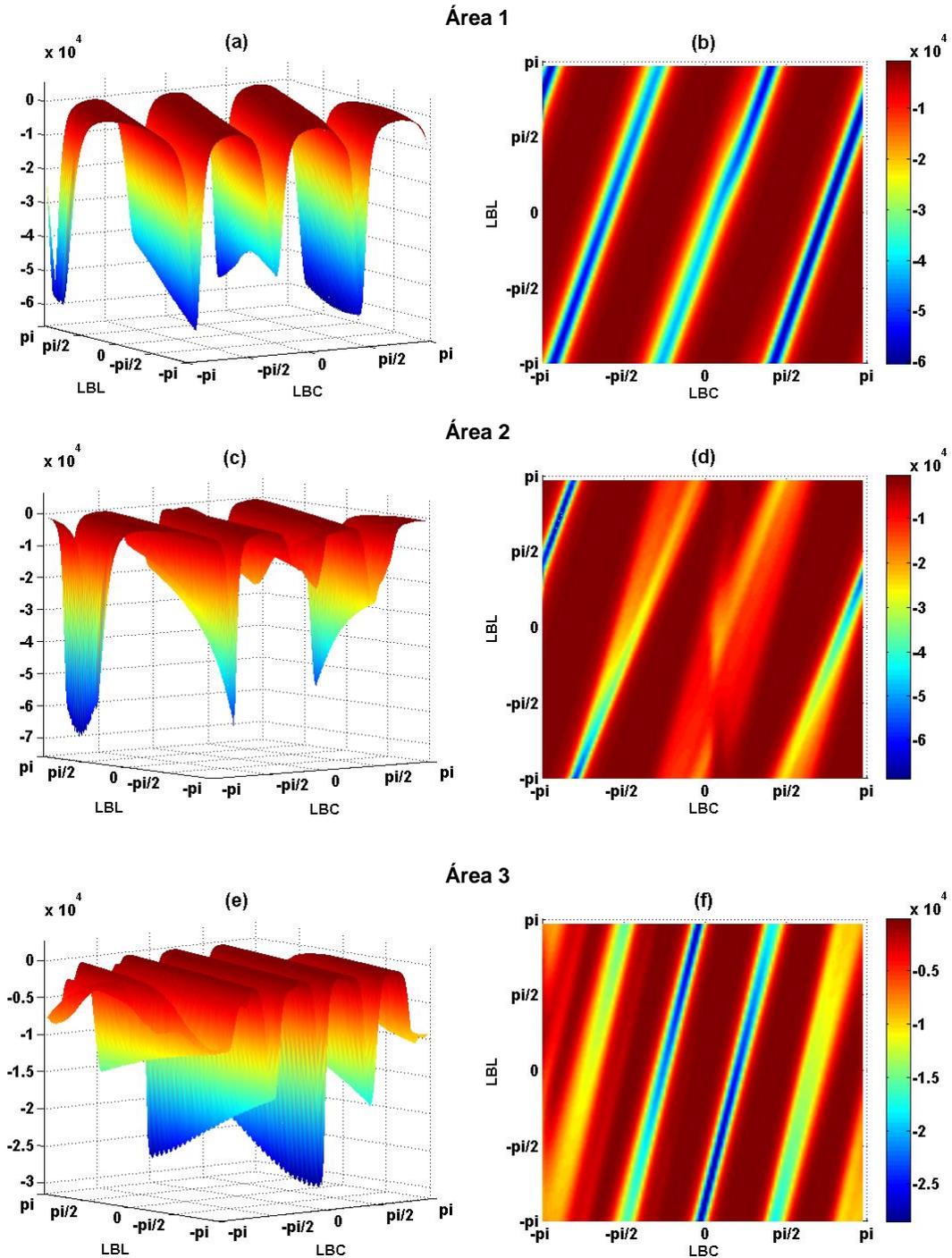


Figura 4.2 – Projeções da distorção geométrica no espaço toroidal de deslocamentos de fase, linha de base curta (LBC) x (LBL) linha de base longa: (a e b) representação 3D e 2D para área 1, respectivamente; (c e d) representação 3D e 2D para área 2; (e e f) representação 3D e 2D para área 3.

Pode-se observar que a área 2 (Figuras 4.2c e 4.2d) apresenta uma curvatura em torno do ponto de mínima distorção mais acentuada que as demais áreas, seguidas pela área 3 (Figuras 4.2e e 4.2f) e pela área 1 (Figuras 4.2a e 4.2b). A razão para isso, se encontra resumida na Tabela 4.1.

A curvatura da distorção geométrica em torno do ponto de mínima distorção é maior para área 3 com respeito à área 1, devido somente ao maior ângulo entre as linhas de base (0,703 vs 0,425 radianos), uma vez que, o intervalo angular de visada é aproximadamente o mesmo.

A área 2 possui curvatura mais acentuada que as áreas 1 e 3. Na área 1, tanto devido ao maior ângulo entre as linhas de base (0,543 vs 0,425 radianos) quanto ao maior intervalo angular de visada (0,833 vs 0,364 radianos). Na área 3, embora o maior ângulo entre as linhas de base seja menor (0,543 vs. 0,703 radianos), o intervalo de visada angular é maior, (0,833 vs. 0,353 radianos), o suficiente para que a distorção fique mais acentuada.

Tabela 4.1- Parâmetros influentes na distorção geométrica.

Parâmetro	Área 1	Área 2	Área 3
Tipo de terreno	Plano	Floresta	Montanha
Maior ângulo entre as linhas de bases, LBC e LBL [rad]	0,425	0,543	0,703
Intervalo angular de visada ($\theta_{dist} - \theta_{prox}$) [rad]	0,364	0,833	0,353

A média e desvio padrão do desnível, Δ e σ_{Δ} do MDE, bem como a média e desvio padrão do intercepto da regressão, β e σ_{β} , foram determinados por meio da realização de 30 rodadas do algoritmo de estimação do deslocamento de fase. O intervalo para o erro total com um nível de confiança de 95% é dado por:

$$E_{95\%} = [(\beta + \Delta) - 1,96(\sigma_{\beta} + \sigma_{\Delta}), (\beta + \Delta) + 1,96(\sigma_{\beta} + \sigma_{\Delta})]. \quad (4.13)$$

O critério de aceitação é definido como o intervalo de confiança de 95% para o erro total devendo estar contido dentro do intervalo de confiança de 95% definido pelo desvio padrão local médio da elevação. A ideia subjacente é de que o desvio padrão local médio da elevação do terreno defina um tubo ao longo do alcance, dentro do qual deve estar contido o desnível do MDE. A Tabela 4.2 apresenta os resultados para a regressão linear das diferenças de elevações dos RCs obtidas com os deslocamentos de fase estimados.

Tabela 4.2 – Estimação dos deslocamentos de fase usando o método proposto para geometria com mesma visada.

Parâmetro		Área 1	Área 2	Área 3
Tipo de terreno		Plano	Floresta	Montanha
# Pontos usados no algoritmo		~300.000	~270.000	~290.000
Parâmetro de suavização, σ_G [m]		2	5	4
Altura de voo [km]		3,3	7,6	7,3
Erro médio da estimação dos deslocamentos de fase para as linhas de base [rad]	Curta	0,0127	-0,0070	-0,0069
	Média	0,0120	0,0049	0,0278
	Longa	0,0280	0,0013	0,0193
Desvio padrão do erro de estimação dos deslocamentos de fase para as linhas de base [rad]	Curta	0,0051	$2,8 \cdot 10^{-4}$	0,0042
	Média	0,0107	$5,7 \cdot 10^{-4}$	0,0141
	Longa	0,0157	$8,4 \cdot 10^{-4}$	0,0184
Direção de mínima distorção longa(LBL)/curta(LBC) [rad]	Teórica	1,255	1,269	1,342
	Estimada	1,257	1,234	1,344
Média do desnível do MDE, Δ [m]		0,223	-0,177	0,224
Desvio padrão do desnível do MDE, σ_Δ [m]		0.127	0,052	0,305
Média do intercepto, β [m]		0.247	-0.171	0.336
Desvio padrão do intercepto, σ_β [m]		0.069	0,004	0.178
Desvio padrão local médio da elevação. Extraído da Tabela 3.3 [m]		0,74	1,11	1,47
Intervalo de confiança de 95% para a variação local média do terreno [m]		$\pm 1,45$	$\pm 2,17$	$\pm 2,88$
Intervalo de confiança de 95% para o erro total [m]	Inferior	0,085	-0,457	-0,386
	Superior	0,854	-0,238	1,506

Para as três áreas, os erros totais ficaram confinados dentro dos respectivos intervalos de aceitação. O menor valor absoluto do erro total na área 2 (-0,457) sugere que o intervalo de visada angular é muito importante, pois é por meio deste que a distorção geométrica se manifesta. Esse resultado para área 2 sinaliza que resultados melhores podem ser atingidos, utilizando-se uma geometria com um maior ângulo entre as linhas de base e um intervalo do ângulo de visada maior. As direções de mínima distorção teórica e estimada diferiram no máximo em aproximadamente 2 graus nas três áreas.

4.3.2. Geometria com Diferentes Visadas

O algoritmo foi avaliado na área 1 com duas faixas imageadas transversalmente. A Tabela 4.3 apresenta os parâmetros de aquisição para as duas faixas. O método foi aplicado à área de intersecção e foram utilizados os interferogramas da linha de base curta das duas faixas. O mesmo valor de coerência (0,7) foi utilizado na seleção dos pontos. Refletores de canto foram instalados em campo em ambas as faixas. As linhas de base curta para as faixas foram estimadas usando os refletores de canto instalados.

Tabela 4.3 – Parâmetros de voo do sistema OrbiSAR-1 para as faixas teste.

Parâmetro	Faixa 1	Faixa 2
Comprimento de Onda (banda X) [m]	0,031228	0,031228
Abertura do lóbulo principal em azimute	7,5°	7,5°
Abertura do lóbulo principal em elevação	34°	34°
Ângulo de depressão	45°	45°
Largura de banda do chirp [MHz]	400	100
Altura de voo [Km]	3,3	3,3
Largura de faixa imageado (aprox.) [Km]	2,2	7,5
Espaçamento entre <i>pixels</i> em alcance [m]	0,375	1.5
Comprimento da linha de base curta [m]	0.6575	0,6575
Inclinação da linha de base curta	24,59°	24,15°

A Figura 4.3 apresenta as imagens de amplitude de cada faixa. As áreas delineadas em vermelho correspondem à mesma área no solo. As diferentes geometrias das áreas delineadas são devidas tanto à diferente resolução como à linha de visada.



Figura 4.3 – Imagens amplitude, em linha de visada, das faixas transversais esquerda). Faixa 1 com espaçamento entre pixels de 0.375 metros; direita), Faixa 2 com espaçamento entre pixels de 1,5 metros.

Essa geometria adiciona cálculos extras para a geocodificação inversa que inclui a determinação da posição da antena na trajetória de voo, de forma que o feixe central da antena se alinhe com o ponto geocodificado pela outra linha de base.

A Figura 4.4 apresenta o gráfico de distorção geométrica para estimação do deslocamento de fase. Nota-se que a curvatura da distorção geométrica em torno do ponto de mínima distorção é mais acentuada que a obtida por meio da geometria de mesma visada (Figuras. 4.2a e 4.2b).

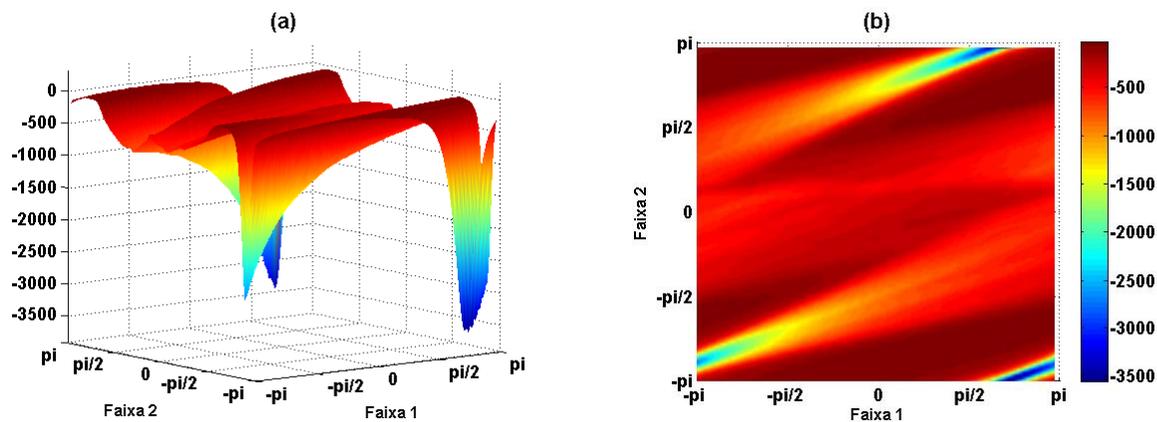


Figura 4.4 - Distorção geométrica no espaço toroidal de deslocamentos para linhas de base com visadas transversais: a) representação 3D; b) representação 2D.

A média e desvio padrão do desnível, Δ e σ_{Δ} do MDE, bem como a média e desvio padrão do intercepto da regressão, β e σ_{β} , foram determinados por meio da realização de 30 rodadas do algoritmo de estimação do deslocamento de fase. O erro total com um intervalo de confiança de 95% é dado pela Equação 4.13. A Tabela 4.4 apresenta os resultados para a regressão linear das diferenças de elevações dos RCs obtidas com os deslocamentos de fase estimados, dessa vez para geometria com diferentes visadas. Em ambas as faixas o erro total ficou dentro do intervalo de aceitação.

Tabela 4.4 – Estimação dos deslocamentos de fase usando o método proposto para geometria com diferentes visadas.

Parâmetro	Faixa 1	Faixa 2	
# Pontos usados no algoritmo	~100.000		
Parâmetro de suavização, σ_G [m]	5		
Erro médio da estimação do deslocamento de fase para LBC [rad]	-0.0061	-0,0023	
Desvio padrão do erro de estimação do deslocamento de fase para a LBC [rad]	0,0053	0,002	
Média do desnível do MDE, Δ [m]	-0.129	0,195	
Desvio padrão do desnível do MDE, σ_Δ [m]	0.114	0,173	
Média do intercepto, β [m]	-0.092	0,030	
Desvio padrão do intercepto, σ_β [m]	0.069	0,026	
Desvio padrão local médio da elevação para LBC [m]. Extraído da Tabela 3.3	1,32		
Intervalo de confiança de 95% para a variação local média do terreno [m]	$\pm 2,587$		
Intervalo de confiança de 95% para o erro total [m]	Inferior	-0,579	-0,165
	Superior	0,137	0,615

CAPÍTULO 5

Estimação das Linhas de Base

A estimação precisa da linha de base é de extrema importância para a qualidade dos produtos topográficos derivados da técnica InSar. Os sistemas de navegação em plataformas aerotransportadas juntamente com algoritmos de compensação de movimento permitem uma correção dos desvios da trajetória linear com uma precisão da ordem de 1-5 cm. Em sistemas interferométricos de única passagem, estes desvios se cancelam. Entretanto, resta a imprecisão das posições relativas dos centros de fase das antenas com a antena de referência.

Basicamente, existem quatro abordagens para estimação da linha de base. A primeira abordagem, mais apropriada para satélites, é baseada na diferença entre as órbitas do satélite usando as efemérides do mesmo (XIONG et al., 2012). A segunda abordagem utiliza pontos de controle no solo, minimizando o erro quadrático médio (YIN et al, 2010; ZHANG et al, 2009; KIMURA et al., 1997; SMALL et al., 1993). A terceira abordagem utiliza as frequências das franjas do interferograma (FENG et al.; 2012; Bing et al. 2006; GUARNIERI et al., 1999). A quarta abordagem utiliza MDE de baixa resolução ou a superfície dos oceanos para estimação (WEI et al., 2010; KNEDLIK e LOFFELD, 2002).

O método proposto, ao contrário dos métodos acima, utiliza um método estocástico para estimar as posições relativas das antenas, baseado na minimização do erro quadrático médio (EQM) entre a posição de refletores de canto e a posição resultante da geocodificação da fase interferométrica correspondente ao refletor. A vantagem desse método reside no fato de ele ser robusto mesmo usando apenas dois RCs.

Para ilustrar a importância da determinação das linhas de base, consideremos os elementos componentes de uma linha base conforme a Figura 5.1.

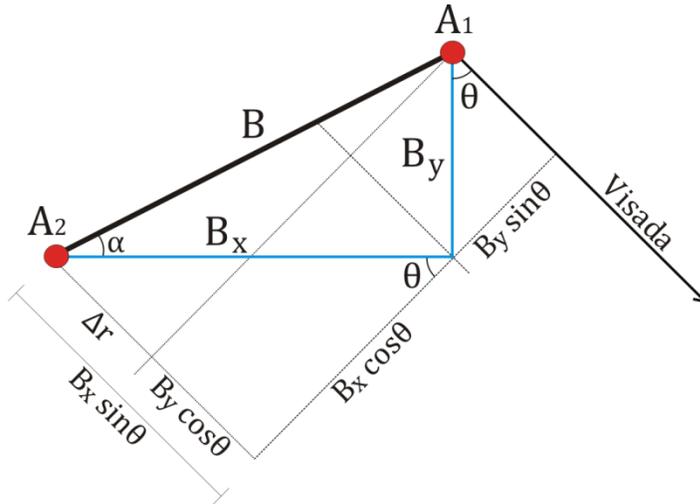


Figura 5.1 – Componentes de uma linha base.

Considerando a aproximação da frente de onda plana, tem-se:

$$\Delta r = B_x \sin\theta - B_y \cos\theta . \quad (5.1)$$

A partir das Equação 2.29 e 5.1, a fase absoluta pode ser reescrita (considerando $p=1$) como:

$$\phi_{abs} = \frac{2\pi}{\lambda} (B_x \sin\theta - B_y \cos\theta) . \quad (5.2)$$

Derivando a Equação 5.2 em relação a θ , B_x e B_y , e considerando a Equação 2.32, obtêm-se:

$$\frac{dh}{d\phi_{abs}} = \frac{\lambda r \sin\theta}{2\pi(B_x \cos\theta + B_y \sin\theta)} \quad (5.3)$$

$$\frac{d\phi_{abs}}{dB_x} = \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta \quad (5.4)$$

$$\frac{d\phi_{abs}}{dB_y} = -\frac{2\pi}{\lambda} \cos\theta. \quad (5.5)$$

As equações para a variação em elevação, δ_h , em relação à variação das componentes verticais e horizontais da linha de base, δ_{B_x} e δ_{B_y} respectivamente, são deduzidas a partir das Equações. 5.3-5.5 (LI & GOLDSTEIN, 1990):

$$\delta_h = \frac{r (\sin\theta)^2}{B_x \cos\theta + B_y \sin\theta} \delta_{B_x} \quad (5.6)$$

$$\delta_h = \frac{r \sin\theta \cos\theta}{B_x \cos\theta + B_y \sin\theta} \delta_{B_y}. \quad (5.7)$$

As sensibilidades são em grande parte amplificadas pela distância ao alvo naturalmente. Tomando como exemplo a LBL da área 2 (Tabela 3.1) com ângulo de visada de 45 graus (visada ao meio da cena) e alcance r de aproximadamente 10750 m, têm-se:

$$\delta_h \cong 2454 \delta_{B_x} \quad \delta_h \cong 2454 \delta_{B_y} \quad (5.6)$$

Uma variação de 1 mm nas componentes horizontais e verticais da linha de base causa uma variação em elevação de aproximadamente 2,5 m.

5.1. Refletor de Canto

O refletor de canto utilizado consiste em um triedro com três placas de alumínio dispostas ortogonalmente, conforme mostrado na Figura 5.2. O objetivo do refletor de canto é refletir ao máximo a potência do sinal transmitido de volta para a antena receptora.

Considerando que a antena transmite e recebe o sinal, a potência do sinal recebido pelo radar é dada pela fórmula a seguir, conhecida como Equação Radar:

$$P_r = \frac{P_t G_t}{(4\pi r^2)^2} \sigma A_{eff}. \quad (5.7)$$

Em que:

P_r é a potência do sinal retornado.

P_t é a potência do sinal transmitido.

G_t é o ganho da antena transmissora.

r é a distância ao alvo.

σ é a seção transversal de radar do alvo.

A_{eff} é a área efetiva da antena quando da recepção do sinal.

A seção transversal de radar (RCS, Radar Cross Section) representa a área da seção transversal de uma esfera com refletividade perfeita que produziria a mesma potência no retorno do sinal que o alvo. Quanto maior o RCS do alvo, mais detectável ele se torna. A equação 5.8 apresenta o valor de RCS em função dos ângulos de incidência, azimute ζ_{az} e elevação ζ_{el} , do feixe de micro-ondas (Doerry, 2008):

$$\sigma_{triedro}(\zeta_{az}, \zeta_{el}) = \begin{cases} \frac{4\pi}{\lambda^2} a^4 \left(\frac{4c_1 c_2}{c_1 + c_2 + c_3} \right), & c_1 + c_2 < c_3 \\ \frac{4\pi}{\lambda^2} a^4 \left(c_1 + c_2 + c_3 - \frac{2}{c_1 + c_2 + c_3} \right), & c_1 + c_2 \geq c_3 \end{cases} \quad (5.8)$$

$$c_1 = \sin \zeta_{el}, \quad c_2 = \cos \zeta_{el} \sin \zeta_{az}, \quad c_3 = \cos \zeta_{el} \cos \zeta_{az}. \quad (5.9)$$

A Figura 5.2 mostra a geometria para definição do RCS em uma função dos ângulos de incidência, azimute ζ_{az} e elevação ζ_{el} , do feixe de micro-ondas, bem como o gráfico contendo os contornos de constante RCS relativo.

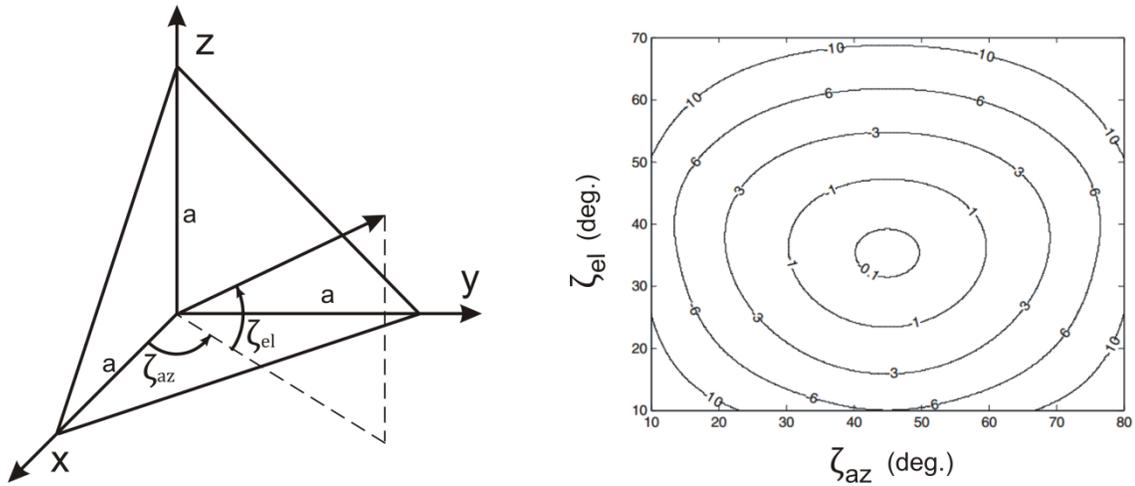


Figura 5.2 – Geometria para definição do RCS do refletor de canto. a) Ângulos de incidência; b) Contornos de constante RCS relativo, com rótulos em dBc.

Fonte: Doerry, 2008.

Para o caso do refletor de canto (triedro) o valor máximo da RCS ocorre nos ângulos de $\zeta_{az} = 45$ graus e $\zeta_{el} = 35,26$ graus e é dado por (Doerry, 2008):

$$\sigma_{tmax} = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}. \quad (5.10)$$

A razão para $\zeta_{el} = 35,26$ decorre do fato de que, o maior RCS ocorre quando o feixe de micro-ondas incide perpendicularmente à face aberta do refletor de canto, como mostrado na Figura 5.3.

5.2. Algoritmo

O algoritmo proposto amostra aleatoriamente posições dentro de um disco de raio d em torno das posições atuais das antenas. O sistema de coordenadas é centrado na antena de referência e consiste dos seguintes vetores ortonormais: o normal, \hat{n} , sendo o vetor unitário, apontando da antena para o centro da Terra; o transversal,

\hat{t} , apontando no sentido da visada (ou perpendicular à faixa sendo imageada) e dado por $\hat{t} = (\mathbf{v} \times \hat{\mathbf{n}}) / |\mathbf{v} \times \hat{\mathbf{n}}|$, onde \mathbf{v} é vetor velocidade da plataforma. O último vetor é o azimutal, $\hat{\mathbf{a}}$, apontando na direção de voo e dado por $\hat{\mathbf{a}} = \hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{t}}$.

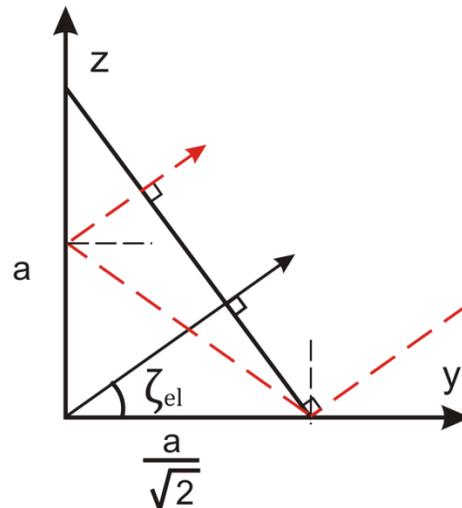


Figura 5.3 – Direção de máxima reflexão. A linha tracejada em vermelho exemplifica a reflexão de um feixe de micro-ondas paralelo à normal da face aberta do refletor de canto. Fonte: Doerry, 2008.

Essas posições amostradas situam-se no plano Doppler zero. O algoritmo assume que as trajetórias das antenas são paralelas. A posição ao longo de $\hat{\mathbf{a}}$ não precisa ser amostrada, pois é determinada pela obliquidade das antenas. Essa posição pode ser determinada da forma a seguir. A partir da coordenada em alcance do pixel, na imagem complexa da antena de referência (ou mestre), obtém-se o alcance e frequência Doppler centroide do pixel. Após, calcula-se a posição de mínima distância ao alvo, situado a uma distância x (vide Equação 2.12) da posição da antena. Esta posição de mínima distância está sobre o plano Doppler zero, perpendicular às trajetórias das antenas mestre e escrava de forma que, agora, a posição de mínima distância ao mesmo alvo na trajetória da antena escrava fica conhecida. Analogamente, calcula-se a distância x' para o pixel homólogo na imagem complexa da antena escrava. Subtraindo-se esta distância x' da posição de mínima distância da antena escrava chega-se à posição ao longo de $\hat{\mathbf{a}}$, para a antena escrava, em que o feixe central varre o alvo.

O algoritmo trabalha com três linhas de base, com a geometria das antenas conforme Figura 5.4.

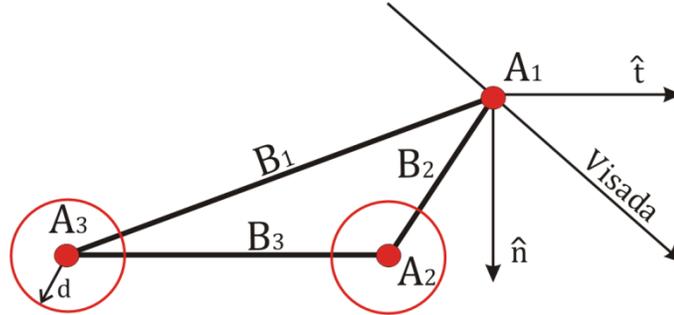


Figura 5.4 – Geometria das linhas de base. A direção do vetor \hat{a} é perpendicular à folha.

Em cada amostragem, o algoritmo calcula os deslocamentos de fase para cada interferograma, utilizando a geocodificação inversa dos RCs na nova configuração das antenas por meio da equação:

$$\psi_m = \text{arg} \left(\sum_{l=1}^L e^{i [GI_m(RC(l)) - \phi_{m,l}]} \right). \quad (5.11)$$

Na Equação 5.11, ψ_m é o deslocamento de fase para o m-ésimo interferograma, L é o número de RCs, $\phi_{m,l}$ é a fase interferométrica, obtida por interpolação bilinear no m-ésimo interferograma, e a função $GI_m()$ realiza a geocodificação inversa para obter a fase teórica do RC para o m-ésimo interferograma. A função $RC(k)$ dá a posição WGS84 medida em campo do RC. Após isso, os pixels dos interferogramas correspondentes aos RCs são geocodificados pela função $GD_m()$ e o erro quadrático médio em relação às posições medidas em campo dos RCs é calculado de acordo com a equação

$$E_{QM} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M \|GD_m(\phi_{m,l}, \psi_m) - RC(l)\|^2. \quad (5.12)$$

O erro quadrático médio envolve a soma dos erros de geocodificação individual de todas as linhas bases envolvidas, para todos RCs.

A linha de base \mathbf{B}_3 é dependente das linhas de base \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 . Da mesma forma, sua fase interferométrica também é dependente, definida como $\phi_3 = \phi_1 - \phi_2$. Tomando a antena A1 como referência, o algoritmo faz uma busca aleatória para as posições das antenas A2 e A3, que minimizam o E_{QM} entre as posições geocodificadas e as posições dos RCs medidas em campo. As posições das antenas 2 e 3 são amostradas alternadamente e, toda vez que o E_{QM} é reduzido, a posição corrente da antena é atualizada. A busca é confinada em um disco de raio d , pré-definido em torno das posições atuais. Adicionalmente, esse raio de busca decresce, exponencialmente, até um valor tal que, qualquer posição dentro desse raio não implique em uma redução substancial no E_{QM} . A ideia subjacente nessa redução é de permitir uma busca de um melhor candidato ao mínimo inicialmente para posteriormente refinar esse mínimo até as proximidades do mínimo local mais próximo. A terceira linha base, B3, tem a vantagem de introduzir restrições de forma a acoplar as posições das antenas A2 e A3, levando a uma solução superior a que seria obtida se a estimação fosse realizada individualmente para as linhas base B1 e B2.

5.3. Resultados e conclusões

As áreas testes utilizadas foram as mesmas da seção 3.4. Os resultados são apresentados na Tabela 5.1.

O algoritmo usa inicialmente um disco de busca com raio de 1 mm e reduzido exponencialmente para 0,01 mm, ao final do processo. Por meio da regressão linear das diferenças entre as elevações dos refletores (medida em campo e a obtida pela geocodificação), obteve-se a inclinação do terreno. Em uma situação ideal, esta inclinação é zero. O desnível representa a diferença entre os erros, extrapolados, por meio da reta de regressão, para os alcances próximo e distante.

Tabela 5.1 – Resultados da estimação de linha de base.

Parâmetro	Área 1 Pará-Brasil	Área 2 Amazonas-Brasil	Área 3 Verbania-Itália
# de refletores de canto	2	4	7
# iterações	10000	10000	10000
Erro quadrático médio (EQM) inicial	0,722	5,571	16,032
Erro quadrático médio (EQM) final	$1,05 \cdot 10^{-5}$	0,083	0,659
Deslocamento antena 2 em \hat{n} (m)	$7,8 \cdot 10^{-5}$	0,00330	-0,00603
Deslocamento antena 2 em \hat{c} (m)	$4,6 \cdot 10^{-6}$	-0,00461	0,00329
Deslocamento antena 3 em \hat{n} (m)	0,00117	0,00221	-0,00332
Deslocamento antena 3 em \hat{c} (m)	0,00115	-0,00382	-0,00163
Inclinação ou ganho (em alcance)	$-5,51 \cdot 10^{-7}$	$-1,55 \cdot 10^{-6}$	$4,65 \cdot 10^{-7}$
Intercepto (m)	$7,06 \cdot 10^{-4}$	-0,0014	$-6,3 \cdot 10^{-4}$
Largura de faixa (Km)	2,3	16,0	4,5
Desnível inicial (m)	1,06	-3,207	-4,143
Desnível final (m)	-0,0022	-0,006	$1,9 \cdot 10^{-4}$

O algoritmo obteve um excelente desempenho nas três áreas, reduzindo a ordem de grandeza dos desníveis totais em metros para uma ordem de grandeza em milímetros.

CAPÍTULO 6

Conclusões

Esta tese apresentou novos métodos para a fusão de interferogramas, estimação de linhas de base e estimação do deslocamento de fase. Todos estes métodos visam obter um MDE com melhor qualidade.

A geocodificação usando o método iterativo conjuntamente com a fusão de interferogramas, abordado no Capítulo 3, resultou em uma redução da variância local média, bem como suavizou o efeito da ondulação de fase. O fato de o método ser pontual, evita a propagação de erros. O método é simples e requer o cálculo da matriz de covariância local para realizar a fusão. A posição ótima pode ser determinada exatamente em um único passo quando as linhas de base são colineares. Para linhas de base não colineares pode-se usar o fato de que a direção do vetor de sensibilidades interferométricas varia muito lentamente com o ângulo de visada.

A determinação da linha de base é de fundamental importância para a geocodificação. O problema não é convexo, porém uma medida de distância entre as antenas tomadas no solo com uma precisão razoável, pode colocar o ponto inicial dentro de uma região convexa de forma que um algoritmo estocástico seja capaz de determinar a posição ótima. A adoção da diminuição do raio de busca ao longo do processo visa aumentar a precisão. O algoritmo ainda precisa dos RCs para a estimação das linhas de base.

O método para a determinação dos deslocamentos de fase, baseado em múltiplas linhas de base, dispensa o uso de RCs em campo. Este método usa o fato de haver distorção geométrica entre as geocodificações dos interferogramas, na presença de

deslocamentos de fase ajustados erroneamente. Por meio da minimização desta distorção, os deslocamentos de fase podem ser estimados. A distorção geométrica é acentuada pelo ângulo entre as linhas de base, bem como por um maior intervalo do ângulo de visada. O algoritmo foi testado tanto para geometrias não colineares com mesma visada como para geometrias com visadas distintas com resultados positivos. O método proposto também incorpora a estimação robusta para eliminação de *outliers*. O método começa utilizando minimização unidimensional, usando apenas o deslocamento de fase do interferograma de referência, com os demais deslocamentos de fase sendo calculados por meio da geocodificação inversa do MDE gerado pelo interferograma de referência. Como resultado, todos os demais MDEs gerados ficam alinhados com o MDE gerado pelo interferograma de referência. Posteriormente, com o uso da otimização multidimensional o resultado pode ser refinado.

No âmbito geral da geocodificação, os RCs ainda são indispensáveis, pois a estimação das linhas de base ainda depende da instalação dos mesmos em campo. Porém a estimação dos deslocamentos de fase dispensa o uso dos RCs, o que pode levar a uma nova metodologia que reduz a necessidade de instalação dos RCs em campo. Os RCs podem ser instalados em grande quantidade em uma área de controle junto ao aeroporto ou em uma região de fácil acesso. Tanto após a decolagem quanto antes do pouso a área de controle é imageada. Desta forma, obtém-se um conjunto de dados para estimação das linhas de base.

O imageamento da área de interesse pode ser realizado em faixas contíguas com superposição adequada, dependendo da rugosidade do terreno. Faixas transversais podem ser imageadas de forma a permitir a estimação do deslocamento de fase com a geometria de visadas distintas.

A geometria das antenas pode combinar a não colinearidade com um grande intervalo de visada. Os tamanhos das linhas de base obedecem às restrições impostas pela natureza do terreno, bem como à sensibilidade interferométrica desejada. De outra forma, a linha de base curta é definida em função do intervalo altimétrico da área de interesse sendo imageada e a linha de base longa obedecendo ao critério de

sensibilidade interferométrica definido em projeto. Naturalmente, restrições estruturais e aerodinâmicas também se aplicam. Sendo assim, tanto a geometria não colinear com mesma visada como a geometria com visadas distintas estariam disponíveis para serem empregadas no cálculo dos deslocamentos de fase.

A novidade nesta metodologia é a possibilidade do confinamento dos RCs em uma área de fácil acesso, preferivelmente próximo ao aeroporto base. As vantagens advindas desta novidade são de os RCs serem instalados em uma única área, diminuindo os custos com a logística de transporte, a instalação e a medição. Além disto, os RCs não precisam ser transportados de uma faixa para outra, permanecendo fixos nos pontos instalados durante toda a campanha. Isto tem um grande impacto no custo de imageamento em áreas como a Amazônia, por exemplo.

6.1. Sugestões para trabalhos futuros

A estimação das linhas de base depende crucialmente das medidas tomadas durante a instalação dos RCs em campo, bem como da fase interferométrica medida pelo radar. Pode haver situações em que o RC esteja no topo de uma ondulação de fase, ou seja, a fase interferométrica medida não está condizente com as coordenadas medidas em campo. Este RC pode impactar seriamente no cálculo da linha de base. Uma forma de abordar o problema poderia consistir na seleção um subconjunto de RCs, tal que os deslocamentos de fase obtidos durante a estimação da linha de base (Capítulo 5) sejam os mesmos obtidos pelo algoritmo de estimação de deslocamento de fase que não faz uso de RCs (Capítulo 4).

Deve-se considerar a possibilidade da estimação simultânea, tanto das linhas de base quanto dos deslocamentos de fase, a partir dos interferogramas. O impacto desta solução seria a eliminação total da necessidade de colocação de RCs em campo para geração de MDEs.

Referências Bibliográficas

- BAMLER, R.; HARTL, P. Synthetic aperture radar interferometry. **Inverse Problems**, v. 14, 1998.
- BORN, M.; WOLF, E. **Principles of optics**. Oxford: Pergamon. 1975.
- CAFFORIO, C.; PRATIC, C.; ROCCA, F. SAR data focusing using seismic migration techniques. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v.27, n.2, pp. 194-206, 1991.
- COSTANTINI, M. A novel phase unwrapping method based on network programming. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 36, n. 3, p. 813-821, 1998.
- CUMMING, I. G.; BENNETT, J. R. Digital processing of SEASAT SAR data. **IEEE 1979 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing**, Washington, D.C., April, 1979.
- CUMMING, I. G.; WONG, F. H. **Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data**. Norwood, MA: Artech House, 2005, ISBN 1-58053-058-3.
- CHIRICO, D.; SCHIRINZI, G. An Extended Kalman Smoothing Approach for InSAR Phase Unwrapping. **International Tyrrhenian Workshop 2012 on Advances in Radar and Remote Sensing (TyWRRS 2012)**, Napoli, Italia, 2012.
- DAVIDON, W. C. Variable metric method for minimization. **SIAM J. Optimization**, v. 1, n.1, p. 1-17, February, 1991.
- DE ZAN, F.; GUARNIERI, A. M. TOPSAR: Terrain observation by progressive scans. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 44, n. 9, p. 2352-2360, September 2006.
- DOERRY, A. W. Reflectors for SAR Performance Testing. **Sandia Report SAND2008-0396**, 2008. <http://www.ggki.hu/~banyai/Reflectorok/reflector080396.pdf>. Acesso em 01/03/2014.
- EINER, M. Unwrapping large interferograms using the minimum cost flow algorithm. **Proceedings IGARSS**, 1998, Seattle, USA, 1998.
- EINER, M. A maximum-likelihood estimator to simultaneously unwrap, geocode, and fuse sar interferograms from different viewing geometries into one digital elevation

model. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 43, n. 1, Jan. 2005.

ENDER, J. The inventor Christian Hulsmeyer. **European Conference on Synthetic Aperture Radar, EUSAR 2002**, Cologne, Alemanha, Junho, 2002.

FARR, T. G.; et al. The Shuttle Radar Topography Mission. **Rev. Geophys.**, v. 45, RG2004, p.33, 2007. doi:10.1029/2005RG000183.

FENG, L.; XU, H. P.; LI, C. S.; LI, S.; GAO, H. A novel estimation approach of dynamic and coupling baseline for distributed satellite SAR. **Progress in Electromagnetics Research**, V. 123, P. 467–484, 2012.

FERRAIOLI, G.; FERRAIUOLO, G.; PASCAZIO, V. Phase-offset estimation in multichannel SAR interferometry. **IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters**, v. 5, n. 3, July 2008.

FERRAIUOLO, G.; PASCAZIO, V.; SCHIRINZI, G. Maximum a posteriori estimation of height profiles in InSAR imaging. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 1, n. 2, p. 66-70, April, 2004.

FLETCHER, R. **Practical Methods of Optimization**, 2^a ed. John Wiley & Sons, 1987.

FLETCHER, R.; POWELL, M. J. D. A rapidly convergent descent method for minimization. **Computer J.**, v.6, p. 163-168, 1963. doi: 10.1093/comjnl/6.2.163.

FORNARO, G., PAUCIULLO, A., SANSOSTI, E. Phase difference-based multichannel phase unwrapping. **IEEE Transactions on Image Processing**, v. 14, n. 7, p. 960-972, July, 2005.

FREEMAN, A., JOHNSON, W. T. K., HUNEYCUTT, B., JORDAN, R., HENSLEY, S., SIQUEIRA, P., CURLANDER, J. The “myth” of the minimum SAR antenna area constraint. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 38, n.1, p. 320-324, January 2000.

GATTI, G.; et al. ALGAE: a fast algebraic estimation of interferogram phase offsets in space-varying geometries. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 49, n. 6, p 2343-2353, 2011. doi: 10.1109/TGRS.2010.2091278.

GABRIEL, A. K.; GOLDSTEIN, R. M. Crossed orbit interferometry: theory and experimental results from SIR-B. **International Journal of Remote Sensing**, v. 9, n. 5. 1988.

GEMAN, S.; McCLURE, D. Statistical methods for tomographic image reconstruction. **Bulletin of the International Statistical Institute**, v. L, n. II, 1987.

GHIGLIA, D. C.; WAHL, D. E. interferometric synthetic aperture radar terrain elevation mapping from multiple observations. **Proceedings 6th IEEE Digital Signal Processing Workshop**, Albuquerque, NM, 1994.

- GHIGLIA , D. C.; ROMERO L. A. Minimum Lp-norm two-dimensional phase unwrapping. **Journal of the Optical Society of America**, v. 13, n. 10, p. 1999-2013, October, 1996.
- GOLDSTEIN, R. M., ZEBKER, H. A., WERNER, C. L. Satellite radar interferometry: two dimensional phase wrapping. **Radio Science**, v. 23, n. 4, p. 713-720, July-August, 1988.
- GUARNIERI , A. M.; BIANCARDI, P.; D'ARIA, D.; ROCCA , F. Accurate and robust baseline estimation. **FRINGES99**, Liège, Belgium, 10 - 12 November 1999.
- HANSSSEN, R.; BAMLER, R. Evaluation of interpolation kernels for SAR interferometry. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 37, v. 1, January, 1999.
- HARGER, R., O. **Synthetic Aperture Radar Systems: Theory and Design**. Academic Press, New York, 1970.
- HUNT, B. R. Matrix formulation of the reconstruction of phase values from phase differences. **Journal of the Optical Society of America**, v. 69, n. 3, p. 393-399, March, 1979.
- JACOWATZ JR, C. V.; WAHL, D. E.; THOMPSON, P. A. Ambiguity resolution in SAR interferometry by use of three phase centers. **Proceedings SPIE—The International Society for Optical Engineering 1996**, v. 2757, p. 82-91, June, 1996. doi:10.1117/12.242025.
- JIN, M.J.; WU, C. A SAR Correlation Algorithm which Accommodates Large-Range Migration, **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v.22, n.6, p.592-597, 1984.
- JUST, D.; BAMLER, R. Phase statistics of interferograms with applications to synthetic aperture radar. **Applied Optics**, v. 33, n. 20, July, 1994.
- KIMURA, H.; TODO, M.; Baseline estimation using ground points for interferometric SAR. **Proceedings IGARSS 1997**, Singapore, doi 10.1109/IGARSS.1997.615909.
- KNEDLIK , S.; LOFFELD , O. Baseline Estimation and Prediction referring to the SRTM. **Proceedings IGARSS 2002**, Toronto, Canada, doi 10.1109/IGARSS.2002.1024974.
- KONG, T; CHO, B.; KIM, Y. Ambiguity-free Doppler centroid estimation technique for airborne SAR using the Radon transform. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 43, n. 4, April, 2005.
- LI, Z.; BETHEL, J. Image coregistration in SAR interferometry. **The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences**, v. 37, part B1, Beijing, 2008.
- LI, F. K.; GOLDSTEIN, R. M. Studies of multibaseline spaceborne interferometric synthetic aperture radars. **IEEE Transactions on Geoscience And Remote Sensing**, v. 28, n. 1, January 1990.

- LI, X.; XIA, X. A fast robust chinese remainder theorem based phase unwrapping algorithm. **IEEE Signal Processing Letters**, v. 15, p. 665-668, 2008.
- LOMBARDINI, F. Optimum absolute phase retrieval in three element SAR interferometer. **Electronics Letters**, v. 34, n. 15, p. 1522-1524, July, 1998.
- LIN, Q.; VESECKY, J. F.; ZEBKER, H. A. New Approaches in Interferometric SAR Data Processing. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 30, n. 3, May, 1992.
- MACEDO, K. A. C. **New Processing Methodology for Airborne Repeat-Pass SAR Interferometry**. Tese de Doutorado. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Fridericiana Karlsruhe. Alemanha, 2007.
- MADSEN, S. N. Estimating the Doppler centroid of SAR data. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v.25, n. 2, March 1989.
- MAHALANOBIS, P. C. On the generalized distance in statistics. **Proceedings of the National Institute of Sciences of India**, v. 2, n. 1, pp. 49-55, January, 1936.
- MURA, J. C.; PINHEIRO, M.; ROSA, R.; MOREIRA, J. R. A phase-offset estimation method for insar dem generation based on phase-offset functions. **Remote Sensing**, v. 4, p. 745-761, 2012. doi:10.3390/rs4030745.
- PEPE , A., LANARI, R. On the extension of the minimum cost flow algorithm for phase unwrapping of multitemporal differential SAR interferograms. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 44, pp. 2374 – 2383, Sept. 2006.
- PINHEIRO, M.; PRATS, P.; SCHEIBER, R.; FISCHER, J. Multipath correction model for multi-channel airborne SAR. **Proceedings IGARSS 2009**, Cape Town, South Africa, 2009.
- QINGSONG, W.; HAIFENG, H.; ANXI, Y.; ZHE, D. Improving phase unwrapping techniques by the use of nonlinear phase model. **Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar**, October 26-27, Chengdu, China, 2011.
- RABUS, R; EINEDER, M; ROTH, A; BAMLER, R. The Shuttle radar topography mission- a new class of digital elevation models acquired by spaceborn radar. **ISPRS Journal of Photogrammetry & Remote Sensing**, n. 57, pp 241-262, 2003.
- RANEY, R. K.; RUNGE, H.; BAMLER, R.; CUMMING, I.G.; WONG, F. H. Precision SAR processing using chirp scaling. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v.32, n. 4, pp 786-799, July, 1994.
- RODRÍGUEZ, E.; MORRIS, C. S.; BELZ. A global assessment of the SRTM performance. **Photogrammetric Engineering & Remote Sensing**, v. 72, n. 3, p. 249-260, March, 2006.

ROSA, R. A. S. **Desenvolvimento de um algoritmo de desdobramento de fase para radar de imagens interferométrico aerotransportado utilizando uma linha de base.** Trabalho de Graduação, Divisão de Engenharia Eletrônica do ITA. 2004.

RUFINO, G.; MOCCIA, A.; ESPOSITO, S. DEM generation by means of ERS tandem data. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 36, n. 6, November, 1998.

SANDWELL, D. T; PRICE, E. J. Phase gradient approach to stacking interferograms. **Journal of Geophysical Research**, v. 103, n. b12, p. 30183-30204, December, 1998.

SANSOSTI, E. A simple and exact solution for the interferometric and stereo SAR geolocation problem. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 42, n. 8, p. 1625-1634, August, 2004.

SCHEIBER, R.; FISCHER, J. Absolute phase offset in SAR interferometry: estimation by spectral diversity and integration into processing. In: **EUROPEAN SYNTHETIC APERTURE RADAR (EUSAR)**, 2004, Ulm, Germany. Proceedings... Ulm, Germany, 25–27 May, 2004.

SCHEIBER, R.; MOREIRA, A. Coregistration of Interferometric SAR Images Using Spectral Diversity. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 38, n. 5, September, 2000.

SMALL, D.; WERNER, C.; NUESCH, D. Baseline modeling for ERS-1 SAR interferometry. **Proceedings IGARSS 1993**, Tóquio, Japão, 1993. 10.1109/IGARSS.1993.322661.

THOMPSON, D. G.; ROBERTSON, A. E.; ARNOLD, D. V.; LONG, D. G. Multi-baseline interferometric SAR for iterative height estimation. **Proceedings IEEE 1999 International Geoscience and Remote Sensing Symposium**, Hamburg, Alemanha, v.1, 1999. doi 10.1109/IGARSS.1999.773462.

WANG, B. **Digital signal processing techniques and applications in radar image processing.** Hoboken, NJ: John Willey & Sons, 2008, ISBN 978-0-470-18092-1.

WEI, H. J.; ZHU, J. B.; LIANG, D. N. An accurate baseline estimate method for rugged terrain utilize rough DEM. **Journal of National University of Defense Technology**, v. 32, n. 1, 2010.

WONG, F. H.; CUMMING, I. G. A combined SAR Doppler centroid estimation scheme based upon signal phase. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 34, n. 3, May 1996.

WU, W.; CUMMING, I. A region-growing algorithm for InSAR phase unwrapping. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 37, n. 1, Jan.1999.

YU, H.; XING, M.; BAO, Z. A Fast Phase Unwrapping Method for Large-Scale Interferograms.. Aceito para publicação em **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, 2013. doi 10.1109/TGRS.2012.2229284

XIAOJIN, S.; YUNHUA, Z. A multi-baseline data fusion algorithm for distributed satellites SAR interferometry by combining iterative and maximum-likelihood methods . **APSAR 2009 - The Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar**, 2009. doi 10.1109/APSAR.2009.5374132 .

XIE, X.; PI, Y.; MIN, R. An EKF multi-baseline phase unwrapping algorithm. **2010 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2010)**, Cheng Du, China, December, 2010.

XIONG, B.; CHEN, J. M.; KUANG, G.; KADOWAKI, N. Estimation of the repeat-pass ALOS PALSAR interferometric baseline through direct least-square ellipse fitting. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 50, n. 9, p. 3610-3617. September, 2012.

XU, W.; CHANG, E. C.; KWOH, L. K.; LIM, H.; CHENG, W.; HENG, A. Phase-unwrapping of SAR Interferograms with Multi-frequency or Multibaseline. **Proceedings IGARSS 1994**, Pasadena, California, USA, 1994. doi 10.1109/IGARSS.1994.399243 .

XU, W., CUMMING, I. A region-growing algorithm for InSAR phase unwrapping . **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 37, n. 1, p. 124-133, January, 1999.

YIN, T.; CHRISTOPHE, E.; LIEW, S. C.; ONG, S. H. Iterative Calibration of relative position: A new method for SAR baseline estimation. **Proceedings IGARSS 2010**, Honolulu, Hawaii, USA, 2010. doi 10.1109/IGARSS.2010.5652355.

YUAN, Z.; DENG, Y.; LI F.; WANG, R.; GANG, L.; HAN, X. Multichannel InSAR DEM reconstruction through improved closed-form robust chinese remainder theorem. Aceito para publicação em **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, 2013. doi 10.1109/LGRS.2013.2238886 .

ZEBKER, H.; GOLDSTEIN, R. M. Topographic mapping from interferometric synthetic aperture radar observations. **Journal of Geophysical Research**, v. 91, n. B5, p. 4993-4999, April 1986.

ZHANG, K.; NG, A. H.; LI, X.; CHANG, H; GE, L.; RIZOS, C. A new approach to improve the accuracy of baseline estimation for spaceborn radar interferometry. **Proceedings IGARSS 2009**, Cape Town, South Africa, 2009. doi 10.1109/IGARSS.2009.5417708.

ZEBKER, H.; VILLASENOR, J. Decorrelation in interferometric radar echoes. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 30, n. 5, Jan.1992.