

CINTAL - Centro de Investigação Tecnológica do Algarve
Universidade do Algarve

Processamento por adaptação de campo
no domínio frequência-doppler

N. Martins

Rep 02/04 - SiPLAB
31/Mai/2004

University of Algarve
Campus da Penha
8005-139, Faro,
Portugal

tel: +351-289800131
fax: +351-289864258
cintal@ualg.pt
www.ualg.pt/cintal

Work requested by	CINTAL Universidade do Algarve, Campus da Penha, 8005-139 Faro, Portugal tel: +351-289800131, cintal@ualg.pt,www.ualg.pt/cintal
Laboratory performing the work	SiPLAB - Signal Processing Laboratory Universidade do Algarve, FCT, Campus de Gambelas, 8005-139 Faro, Portugal tel: +351-289800949, info@siplab.uceh.ualg.pt, www.ualg.pt/siplab
Projects	INFANTE - FCT, 2/2.1/TPAR/2042/95 SFRH/BD/9032/2002
Title	Processamento por adaptação de campo no domínio frequência-doppler
Authors	N. Martins
Date	May 31, 2004
Reference	02/04 - SiPLAB
Number of pages	27 (twenty-seven)
Abstract	This report describes the definition of a matched-field processor in the frequency-doppler domain, and its application to data from the INTIFANTE '00 sea trial.
Clearance level	UNCLASSIFIED
Distribution list	SiPLAB(1), CINTAL (1), FCT(1)
Total number of copies	3 (three)

Copyright Cintal@2004

Conteúdo

Lista de Figuras	IV
Lista de Tabelas	VI
Resumo	7
Abstract	8
1 Processamento por adaptação de campo no domínio frequência-doppler	9
1.1 O domínio frequência-doppler	9
1.2 Processamento por adaptação de campo no domínio da frequência	10
1.3 Processamento por adaptação de campo no domínio frequência-doppler	12
1.4 Simulações	13
1.5 Aplicação a dados reais	19
1.5.1 Utilização de informação em duas frequências	19
1.5.2 Utilização de informação em quatro frequências	20
1.5.3 Utilização de informação em dez frequências	22
1.6 Interpretação dos resultados	24
2 Conclusões	26
Bibliografia	27

Lista de Figuras

1.1	Potência da fonte, na banda de interesse.	14
1.2	Superfície de ambiguidade obtida com o processador de Bartlett convencional, considerando 40 frequências, em dados simulados sem ruído.	14
1.3	Superfície de ambiguidade obtida com o processador frequência-doppler, assumindo o conhecimento exacto do parâmetro θ_0 , em dados simulados com SNR = 50 dB, para o ponto FD (400, 50) Hz.	15
1.4	Superfícies de ambiguidade obtidas com o conhecimento exacto do ruído e sem conhecimento sobre o parâmetro, em dados simulados com SNR = 50 dB. O processador executou um ciclo infinito entre as 2 ^a e 3 ^a iterações.	16
1.5	Superfícies de ambiguidade cíclicas binariamente filtradas, obtidas com o conhecimento exacto do ruído e sem conhecimento sobre o parâmetro, em dados simulados com SNR = 50 dB. O filtro eliminou todos os valores inferiores a metade do máximo. O número de pontos não-nulos, para as 2 ^a e 3 ^a iterações, é 74 e 125, respectivamente.	16
1.6	(a) Superfície de ambiguidade obtida com o processador de frequências cruzadas, para dados simulados com SNR = 50 dB, e (b) versão binariamente filtrada, com 328 valores não-nulos.	17
1.7	Superfície de ambiguidade média (20 realizações) (a) obtida com o processador no domínio frequência-doppler, em dados simulados com ruído, assumindo o conhecimento exacto do ruído, para SNR = 3 dB. A superfície refere-se à 6 ^a iteração do algoritmo. A versão filtrada da superfície, com 297 pontos não-nulos, está mostrada em (b).	17
1.8	Superfície de ambiguidade média (20 realizações) (a) obtida com o processador de frequências cruzadas, em dados simulados com ruído, com SNR = 3 dB. A versão filtrada da superfície está ilustrada em (b), com 3175 pontos não-nulos.	18
1.9	Superfícies de ambiguidade iterativas obtidas com o processador no domínio frequência-doppler, com dados simulados, para SNR = 18 dB, no ponto frequência-doppler correspondente a 350 e 450 Hz, sem informação <i>a priori</i> sobre o ruído ou o parâmetro.	18
1.10	Superfícies de ambiguidade iterativas obtidas com o processador no domínio frequência-doppler, com dados simulados, para SNR = 18 dB, no ponto frequência-doppler correspondente a 350 e 450 Hz, sem informação <i>a priori</i> sobre o ruído ou o parâmetro, e assumindo que o sinal emitido tem uma potência constante ao longo da frequência.	19
1.11	Superfície de ambiguidade obtida com o processador convencional de Bartlett, para os dados reais, considerando 40 frequências equi-espaciaadas entre 350 e 450 Hz.	19

1.12	Superfícies de ambiguidade obtidas com dados reais, em que $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)$ foi definida com a estimativa da estatística do ruído, obtida nos períodos de silêncio (18 realizações de ruído), e inserida em (1.24), sem conhecimento sobre o parâmetro. A posição estimada da fonte é (76m, 5.55 km).	20
1.13	Estimativa da SNR nos dados recebidos.	20
1.14	Superfícies de ambiguidade obtidas com a versão de banda larga (1.32) do processador no domínio frequência-doppler, para os dados reais, considerando 4 frequências equiespaçadas entre 350 e 450 Hz.	21
1.15	Superfície de ambiguidade obtida com o processador de frequências cruzadas, considerando 4 frequências equiespaçadas entre 350 e 450 Hz.	21
1.16	Superfícies de ambiguidade obtidas com dados reais, utilizando a informação em 4 frequências equiespaçadas entre 350 e 450 Hz, assumindo que a potência do sinal emitido é constante ao longo da frequência.	22
1.17	Histogramas de ambiguidade, que indicam a frequência relativa do quociente entre o máximo global da superfície de ambiguidade e o máximo local de amplitude mais próxima, para o processador de frequências cruzadas (a) e o de frequência-doppler (b), sintetizando as estimativas obtidas com dados reais, correspondentes às tabelas 1.2 e 1.3, respectivamente.	24

Lista de Tabelas

1.1	Parâmetros ambientais usados no problema directo.	13
1.2	Estimação correcta (•) de θ_0 em função dos extremos do intervalo de frequências considerado, pelo processador de frequências cruzadas.	23
1.3	Estimação correcta (•) de θ_0 em função dos extremos do intervalo de frequências considerado, pelo processador FD.	23
1.4	Estimação correcta (•) de θ_0 em função dos extremos do intervalo de frequências considerado, pelo processador convencional de Bartlett.	23

Resumo

Este trabalho descreve um processador de adaptação de campo (*matched-field processor*). Neste contexto, a representação de sinal utilizada é a representação frequência-doppler, que não é mais do que uma transformada de Fourier uni-dimensional da distribuição tempo-frequência de Wigner-Ville. A partir de um modelo bi-linear dos dados recebidos numa antena de sensores, este processamento provou ser eficaz, apresentando as respectivas superfícies, em dados simulados, uma estrutura menos ambígua do que a daquelas obtidas pelo processador de frequências cruzadas[1]. O método conduziu a um algoritmo iterativo, o que constitui uma dificuldade acrescida, comparativamente aos processadores espectrais; no entanto, a sua aplicação a dados reais da campanha INTIFANTE '00[2] provou a realizabilidade do processador. É de notar que não há garantia de convergência do algoritmo, e que o processador tem também como entrada uma estimativa da estatística do ruído, consistindo assim num processador pré-branqueado. Numa forma modificada do processador, a hipótese *a priori* de ruído branco no sinal recebido não afecta significativamente os resultados de estimação, tornando este processador comparável, em termos de dados de entrada, aos estimadores linear de Bartlett e o de frequências cruzadas[1]. Da aplicação aos dados reais, verifica-se que o processador frequência-doppler apresenta uma probabilidade de localização inferior e uma maior ambiguidade, comparativamente ao processador de frequências cruzadas.

Abstract

This work describes a matched-field processor. In this context, the considered signal representation is the frequency-doppler representation, which is simply an uni-dimensional Fourier transform of the Wigner-Ville time-frequency distribution. Departing from a bilinear model of the data received on an hydrophone array, this processor gave accurate results in simulated data, giving rise to less ambiguous surfaces than that obtained by the cross-frequency processor[1]. The method is iterative in nature, what is a drawback, by comparison with spectral processors; nevertheless, its application to real data from the INTIFANTE '00 sea trial[2] proved the processor feasibility. However, the convergence of the iterative algorithm is not guaranteed, and the processor requires the noise statistics as input, being a pre-whitened processor. In a modified form of the processor, the *a priori* assumption of white noisy data does not alter significantly the estimation results, making this processor comparable, in terms of input, to the conventional Bartlett and cross-frequency processors[1]. The analysis of the real data results show that the frequency-doppler processor is characterized by a lower successful localization probability and greater ambiguity, as compared to the cross-frequency processor.

Capítulo 1

Processamento por adaptação de campo no domínio frequência-doppler

Neste capítulo, é descrito o processador de adaptação de campo no domínio frequência-doppler, o qual é também comparado com os processadores linear de Bartlett e o processador de frequências cruzadas[1], em termos de resultados com dados simulados e reais.

1.1 O domínio frequência-doppler

Pretende-se caracterizar um processador de Bartlett, definido no domínio frequência-doppler, que tenha a mesma estrutura que a correspondente à de processadores espectrais definidos na literatura[3, 1], fazendo adicionalmente uma comparação entre os vários processadores. A escolha do processador de frequências cruzadas[1] deve-se ao facto deste partilhar a natureza do processador no domínio frequência-doppler, no sentido de cruzar informação espectral. Para este estudo, a publicação de Soares *et al.*[1] foi tomada como a principal referência sobre processadores MFP existentes e propostos. O modelo de dados é definido por:

$$\begin{aligned} R(f) &= S(f)H(f) + N(f) \\ &= X(f) + N(f), \end{aligned} \tag{1.1}$$

onde $S(f)$ designa o espectro da fonte, $H(f)$ a função de transferência do canal, $N(f)$ o ruído e $R(f)$ o sinal recebido.

Consideremos o domínio (f, ν) de representação de sinal, *i.e.*, o domínio da função de correlação local espectral, ou domínio frequência-doppler (FD). Em primeiro lugar, consideremos alguns aspectos teóricos. De acordo com [4], as representações quadráticas de sinal $q_{xx}(t, \tau)$, $Q_{xx}(f, \nu)$, $W_{xx}(t, f)$ e $A_{xx}(\tau, \nu)$ estão relacionadas por transformadas de Fourier:

$$\begin{aligned} A_{xx}(\tau, \nu) &= \text{FT}_1 [q_{xx}(t, \tau)] \\ &= \text{FT}_1 [\text{IFT}_1 [W_{xx}(t, f)]] \\ &= \text{FT}_1 [\text{IFT}_1 [\text{IFT}_1 [Q_{xx}(f, \nu)]]], \end{aligned} \tag{1.2}$$

onde FT_1 e IFT_1 designam as transformadas directa e inversa de Fourier a uma dimensão, respectivamente. As 4 funções de núcleo associadas a cada domínio (t, f) , (τ, ν) , (t, τ) e (f, ν) , estão relacionadas por transformadas de Fourier idênticas e correspondentes às apresentadas. Atentemos à relação entre $Q_{xx}(f, \nu)$ e $W_{xx}(t, f)$:

$$\begin{aligned} Q_{xx}(f, \nu) &= FT_{1,t \rightarrow \nu} [W_{xx}(t, f)] \\ &= Q_{ss}(f, \nu)Q_{hh}(f, \nu). \end{aligned} \quad (1.3)$$

O sinal recebido com ruído é representado no domínio (f, ν) por:

$$\begin{aligned} Q_{rr}(f, \nu) &= R(f + \nu/2)R^*(f - \nu/2) \\ &= Q_{xx}(f, \nu) + Q_{xn}(f, \nu) + Q_{nx}(f, \nu) + Q_{nn}(f, \nu). \end{aligned} \quad (1.4)$$

Observa-se assim que uma realização de $Q_{rr}(f, \nu)$ não é uma função linear de $Q_{ss}(f, \nu)$, $Q_{hh}(f, \nu)$ e $Q_{nn}(f, \nu)$. O mesmo acontece em relação ao valor esperado de $Q_{rr}(f, \nu)$, no caso geral:

$$\begin{aligned} E[Q_{rr}(f, \nu)] &= E[Q_{ss}(f, \nu)Q_{hh}(f, \nu)] \\ &\quad + E[S(f + \nu/2)H(f + \nu/2)N^*(f - \nu/2)] \\ &\quad + E[N(f + \nu/2)S^*(f - \nu/2)H^*(f - \nu/2)] \\ &\quad + E[Q_{nn}(f, \nu)]. \end{aligned} \quad (1.5)$$

A esperança matemática da representação FD do ruído, $Q_{nn}(f, \nu)$, assume estruturas particulares, de acordo com a estatística deste:

- Colorido e estacionário:

$$E[Q_{nn}(f, \nu)] = P_N(f)\delta(\nu); \quad (1.6)$$

- Branco e estacionário:

$$E[Q_{nn}(f, \nu)] = \sigma_n^2\delta(\nu). \quad (1.7)$$

Neste último ponto, observa-se que a representação média de ruído branco e estacionário irá corresponder a uma função concentrada apenas no eixo $\nu = 0$, no plano FD.

1.2 Processamento por adaptação de campo no domínio da frequência

Esta secção descreve o processador de frequências cruzadas, e é amplamente baseada em [1]. De acordo com a discussão aí apresentada, acerca de perturbações ambientais de pequena escala, movimento da fonte ou do receptor, rugosidade do fundo ou da superfície do mar, o modelo de dados proposto é:

$$\mathbf{y}(\omega, \boldsymbol{\theta}_0) = \alpha(\omega)\mathbf{h}(\omega, \boldsymbol{\theta}_0)s(\omega) + \mathbf{u}(\omega), \quad (1.8)$$

onde foi adoptada uma notação mais compacta, introduzindo a notação vectorial para a antena de L sensores: $\mathbf{y} = [y(z_1), y(z_2), \dots, y(z_L)]^t$ e definições semelhantes para \mathbf{h} e \mathbf{u} , a função de transferência do canal e o ruído aditivo de observação, respectivamente; $s(\omega)$ é o espectro da fonte, à frequência ω , e $\boldsymbol{\theta}_0$ é um vector com os parâmetros relevantes a

estimar. O processo de ruído \mathbf{u} é assumido descorrelacionado de sensor para sensor, e com o factor aleatório α . Note-se que o factor aleatório α é independente do espaço, mas dependente da frequência.

O processador de Bartlett estabelece que a estimativa $\hat{\boldsymbol{\theta}}_0$ do parâmetro seja dada como o argumento que maximiza o funcional

$$P(\boldsymbol{\theta}) = E [\hat{\mathbf{w}}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{y}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{y}^H(\boldsymbol{\theta}_0)\hat{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta})], \quad (1.9)$$

onde o estimador do vector réplica é determinado como o vector $\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta})$ que maximiza uma potência média,

$$\hat{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta}) = \arg \max_{\mathbf{w}} E [\mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{y}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{y}^H(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta})], \quad (1.10)$$

com a condição $\mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}) = 1$. No caso de uma frequência (*narrowband*) –o que conduz ao processador de Bartlett convencional–, a substituição do modelo (1.8) em (1.10) conduz à bem conhecida solução não-trivial

$$\hat{\mathbf{w}}_{NB}(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\mathbf{h}(\boldsymbol{\theta})}{\sqrt{\mathbf{h}^H\mathbf{h}(\boldsymbol{\theta})}}, \quad (1.11)$$

onde o denominador é um escalar de normalização, e o numerador contém a estrutura do sinal ‘observado’ na antena receptora. No caso de banda larga, um vector aumentado correspondente a todas as frequências é definido por:

$$\underline{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^T(\omega_1), \mathbf{y}^T(\omega_2), \dots, \mathbf{y}^T(\omega_K)]^T, \quad (1.12)$$

onde T designa o operador transposição matricial, e K o número total de pontos de discretização em frequência. Deste modo, o modelo de banda larga pode ser escrito como:

$$\underline{\mathbf{y}}(\boldsymbol{\theta}_0) = \mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_0)\tilde{\mathbf{s}} + \underline{\mathbf{u}}, \quad (1.13)$$

onde $\tilde{\mathbf{s}}$ é um vector aleatório de dimensão K , cujos elementos são $s(\omega_k)\alpha(\omega_k)$, *i.e.*, o espectro da fonte multiplicado pelo factor aleatório de perturbação a cada frequência $\omega_k \in [\omega_1, \omega_K]$; a matriz $\mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_0)$ é

$$\mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_0) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(\omega_1, \boldsymbol{\theta}_0) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}(\omega_2, \boldsymbol{\theta}_0) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{h}(\omega_K, \boldsymbol{\theta}_0) \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

e o vector aumentado de ruído $\underline{\mathbf{u}}$ está notado de forma semelhante a (1.12). Assim, no caso de banda larga, o estimador do vector réplica é dado em termos de vectores aumentados ao longo da frequência, usando o modelo (1.13):

$$\hat{\underline{\mathbf{w}}}_{BB}(\boldsymbol{\theta}) = \arg \max_{\underline{\mathbf{w}}} \{ \underline{\mathbf{w}}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{H}(\boldsymbol{\theta}_0)E [\tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}}^H] \mathbf{H}^H(\boldsymbol{\theta}_0)\underline{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta}) \}, \quad (1.15)$$

onde o valor esperado da matriz de sinal $\tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}}^H$ diz respeito à correlação do factor de perturbação α ao longo da frequência, ponderada pela potência cruzada da fonte, $s^*(\omega_i)s(\omega_j)$. O processador incoerente de frequências cruzadas proposto em [1] é definido por:

$$P_{\text{inc-xf}}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K |\mathbf{h}^H(\omega_i, \boldsymbol{\theta})\mathbf{C}_{yy}(\omega_i, \omega_j)\mathbf{h}(\omega_j, \boldsymbol{\theta})|. \quad (1.16)$$

1.3 Processamento por adaptação de campo no domínio frequência-doppler

Como já foi dito anteriormente, o objectivo é avaliar a possibilidade de definir um processador de Bartlett por adaptação de campo, no domínio FD, e, em caso positivo, compará-lo com os processadores linear de Bartlett e o de frequências cruzadas mencionado na secção anterior.

Tomemos como ponto de partida o modelo (1.4). O modelo vectorial correspondente é dado por:

$$\mathbf{Q}_{rr}(f, \nu) = \mathbf{Q}_{xx}(f, \nu) + \mathbf{Q}_{xn}(f, \nu) + \mathbf{Q}_{nx}(f, \nu) + \mathbf{Q}_{nn}(f, \nu). \quad (1.17)$$

Para definir um processador de Bartlett no domínio FD, para um único par (f, ν) , pode-se considerar que a estimativa $\hat{\boldsymbol{\theta}}_0$ do parâmetro é dada como o argumento que maximiza o funcional

$$\begin{aligned} P(\boldsymbol{\theta}) &= \text{E} [\hat{\mathbf{w}}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{Q}_{rr}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{rr}^H(\boldsymbol{\theta}_0) \hat{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta})] \\ &= \hat{\mathbf{w}}^H(\boldsymbol{\theta}) \text{E} [\mathbf{Q}_{rr}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{rr}^H(\boldsymbol{\theta}_0)] \hat{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta}), \end{aligned} \quad (1.18)$$

onde o estimador do vector réplica é determinado como o vector $\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta})$ que maximiza a potência quadrática média,

$$\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}) = \arg \max_{\mathbf{w}} \text{E} [\mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{Q}_{rr}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{rr}^H(\boldsymbol{\theta}_0) \hat{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta})], \quad (1.19)$$

com a condição

$$\mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}) = 1. \quad (1.20)$$

Considere-se a hipótese de que ambos sinal emitido e canal são grandezas determinísticas. Nestas condições, a potência em (1.18) é dada por

$$\begin{aligned} & \hat{\mathbf{w}}^H(\boldsymbol{\theta}) \left\{ \mathbf{Q}_{xx}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{xx}^H(\boldsymbol{\theta}_0) + \right. \\ & \left. + \sigma_u^2 \begin{bmatrix} \beta(s, H_1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \beta(s, H_2) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \beta(s, H_L) \end{bmatrix} \right\} \hat{\mathbf{w}}(\boldsymbol{\theta}), \end{aligned} \quad (1.21)$$

onde

$$\beta(s, H_l) = |s(f_1)|^2 |H_l(f_1, \boldsymbol{\theta}_0)|^2 + |s(f_2)|^2 |H_l(f_2, \boldsymbol{\theta}_0)|^2 + \sigma_u^2, \quad (1.22)$$

em que $f_1 = f + \nu/2$ e $f_2 = f - \nu/2$. A potência pode também ser escrita por

$$P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta}) [\mathbf{Q}_{xx}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{xx}^H(\boldsymbol{\theta}_0) + \mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)] \mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}), \quad (1.23)$$

onde $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)$ é deduzida de (1.21) e (1.23). No caso de ruído correlacionado no espaço e descorrelacionado na frequência, a matriz $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)$ assume uma estrutura mais complexa:

$$\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0) = \mathbf{X}^*(f_2) \mathbf{X}^T(f_2) \boldsymbol{\Sigma}_N(f_1) + \boldsymbol{\Sigma}_N(f_1) .* \boldsymbol{\Sigma}_N(f_2) + \mathbf{X}(f_1) \mathbf{X}^H(f_1) \boldsymbol{\Sigma}_N(f_2), \quad (1.24)$$

onde $\boldsymbol{\Sigma}_N(f)$ designa a matriz de co-variância espacial do ruído, à frequência f , e $.*$ designa o produto elemento-a-elemento. De acordo com [5, 6], o facto de que a matriz $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)$ não

Profundidade da água	118 m
Distância da fonte	5.58 km
Profundidade da fonte	75.8 m
Inclinação da antena	0
$meanT$	perfil médio de temperatura
Temperatura	$meanT + a_1 \times EOF_1 + a_2 \times EOF_2$
a_1	4.8425
a_2	0.5906
Profundidades dos sensores	29.9 a 89.9 m, c/ esp. de 4 m

Tabela 1.1: Parâmetros ambientais usados no problema directo.

é, em geral, proporcional à matriz identidade, conduz naturalmente ao processador pré-branqueado

$$P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{D}_{rr}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}), \quad (1.25)$$

com a condição

$$\mathbf{w}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}) = 1, \quad (1.26)$$

e em que a matriz ‘quadraticamente energética’ dos dados tem a seguinte estrutura:

$$\mathbf{D}_{rr}(\boldsymbol{\theta}_0) = \mathbf{Q}_{xx}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{Q}_{xx}^H(\boldsymbol{\theta}_0) + \mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0). \quad (1.27)$$

A estrutura de $\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta})$ é então dada por

$$\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\mathbf{Q}_{hh}(\boldsymbol{\theta})}{\sqrt{\mathbf{Q}_{hh}^H(\boldsymbol{\theta})\mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0)\mathbf{Q}_{hh}(\boldsymbol{\theta})}}. \quad (1.28)$$

Por outras palavras, o vector $\mathbf{w}(\boldsymbol{\theta})$ deverá ser normalizado na métrica $\mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0)$.

1.4 Simulações

Esta secção descreve a aplicação do processador no domínio FD a dados simulados, comparando-o com os processadores clássico linear espectral de Bartlett e o de frequências cruzadas. Foi considerado um cenário simulado semelhante ao da campanha INTIFANTE ’00, para o qual, alguns dos parâmetros ambientais usados no problema directo são dados na tabela 1.1, onde *EOF* designa uma função ortogonal empírica. O parâmetro $\boldsymbol{\theta}_0$ que se pretende estimar é a posição da fonte.

Como referência, a primeira simulação considerou o processador clássico linear de Bartlett, onde a superfície de ambiguidade foi definida como uma soma, ao longo da frequência, da potência (1.9). Foram seleccionadas 40 frequências equi-espaciaadas de interesse, entre 350 e 450 Hz. Este procedimento é adequado ao caso em que o espectro do sinal da fonte é aproximadamente constante. Na realidade, esta hipótese de trabalho não é verificada, como pode ser observado na figura 1.1, sendo, no entanto, obtida uma superfície de ambiguidade cujo máximo corresponde à verdadeira posição da fonte, o que é mostrado na figura 1.2.

Considerando o processador no domínio FD, foi testado o processador (1.25), assumindo diferentes graus de conhecimento sobre o valor verdadeiro do parâmetro e o ruído, conforme descrito no que se segue.

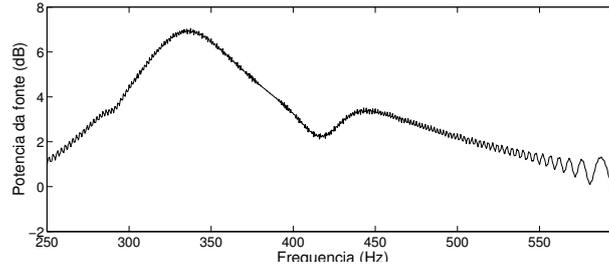


Figura 1.1: Potência da fonte, na banda de interesse.

- **Conhecimento exacto do valor do parâmetro e o ruído**

Em primeiro lugar, a posição da fonte foi suposta conhecida *a priori*, assim como a estatística do ruído. Esta hipótese foi considerada, a fim de se obter uma referência da robustez máxima que um processador realizável possa atingir. Deste modo, a matriz dos dados $\mathbf{D}_{rr}(\boldsymbol{\theta}_0)$ pode ser numericamente calculada previamente à sua aplicação em (1.25). Foi efectuado um teste, assumindo uma relação sinal-ruído (SNR) de 50 dB, onde a SNR, constante ao longo da frequência, foi definida à saída da antena por

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{\mathbf{H}^H(f)\mathbf{H}(f)|S(f)|^2}{\sigma_n^2(f)}. \quad (1.29)$$

O ponto FD considerado foi (400, 50) Hz e a superfície de ambiguidade resultante está ilustrada na figura 1.3.

- **Conhecimento exacto do ruído e desconhecimento do parâmetro**

O processador apresentado na secção anterior é obviamente inaplicável, por necessitar da informação que pretende estimar. No entanto, é possível definir um estimador auto-consistente iterativo, de tal forma que, na iteração limite, um filtro de pré-branqueamento variável $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_i)$ conduza a uma superfície de ambiguidade cujo valor máximo corresponda precisamente a $\boldsymbol{\theta}_i$, em que $\boldsymbol{\theta}_i$ é a estimativa de $\boldsymbol{\theta}_0$ correspondente à *i*-ésima iteração. Desta forma, este processador é definido por:

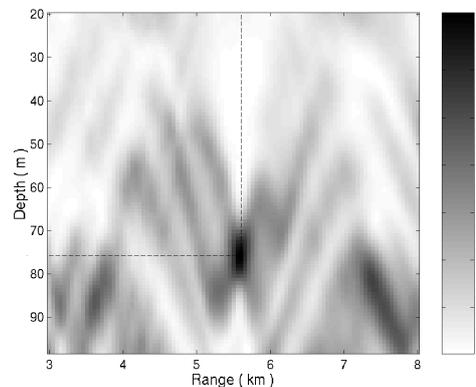


Figura 1.2: Superfície de ambiguidade obtida com o processador de Bartlett convencional, considerando 40 frequências, em dados simulados sem ruído.

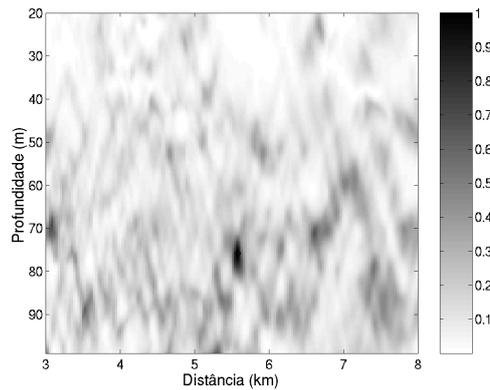


Figura 1.3: Superfície de ambiguidade obtida com o processador frequência-doppler, assumindo o conhecimento exacto do parâmetro θ_0 , em dados simulados com SNR = 50 dB, para o ponto FD (400, 50) Hz.

- Passo 1: construir uma superfície de ambiguidade, substituindo, para cada valor de teste θ do parâmetro, $\mathbf{T}(\theta_0)$ por $\mathbf{T}(\theta)$; o valor máximo desta superfície é a estimativa inicial θ_1 de θ_0 ;
- Passo 2: construir uma segunda superfície de ambiguidade, utilizando o filtro de pré-branqueamento $\mathbf{T}(\theta_1)$, para cada valor do parâmetro de teste;
- Passo 3: se o valor máximo da segunda superfície de ambiguidade coincidir com θ_1 , então θ_1 é a estimativa final do parâmetro; caso contrário, repetir os passos 2 e 3, definindo o filtro de pré-branqueamento à custa do valor máximo desta superfície de ambiguidade.

Este processador irá assim percorrer um ciclo através dos passos 2 e 3, até (se houver convergência) permitir encontrar uma estimativa ‘auto-consistente’ de θ_0 , *i.e.*, o parâmetro que maximiza a superfície de ambiguidade que é obtida para esse valor particular do parâmetro. Contudo, a convergência não é garantida, numa aplicação prática, porque o desconhecimento do parâmetro e da estatística do ruído implicam a substituição do filtro de pré-branqueamento \mathbf{T}^{-1} em (1.25), por uma estimativa $\hat{\mathbf{T}}^{-1}$, variável com a iteração, devido à dependência em relação a θ_i . O problema de convergência é reforçado pela inversão da matriz \mathbf{T} , o que pode causar uma grande diferença entre \mathbf{T}^{-1} e $\hat{\mathbf{T}}^{-1}$.

Foi efectuada uma implementação deste processador iterativo, para os dados considerados no ponto anterior, com SNR = 50 dB, conduzindo às superfícies de ambiguidade ilustradas na figura 1.4. Aqui, verificou-se a falta de convergência: o processador executou um ciclo infinito através dos passos 2 e 3. Tal deve-se ao desconhecimento do parâmetro, e conseqüente diferença entre \mathbf{T} e $\hat{\mathbf{T}}$, conforme apontado na definição do processador iterativo. Na figura 1.5, pode-se observar versões binariamente filtradas das superfícies de ambiguidade cíclicas, *i.e.*, superfícies que contêm apenas os pontos com amplitude superior a metade do máximo global. As superfícies filtradas contêm 74 e 125 pontos não-nulos, respectivamente. Para os mesmos dados, o processador de frequências cruzadas foi também aplicado, conduzindo ao resultado ilustrado na figura 1.6. A superfície filtrada, em (b), contém 328 valores não-nulos.

Considerando dados com ruído, foram efectuadas 20 simulações para cada processador de cruzamento espectral, assumindo uma SNR de 3 dB. Considerando o processador no domínio FD, a superfície de ambiguidade média, obtida na 6ª iteração, está ilustrada na

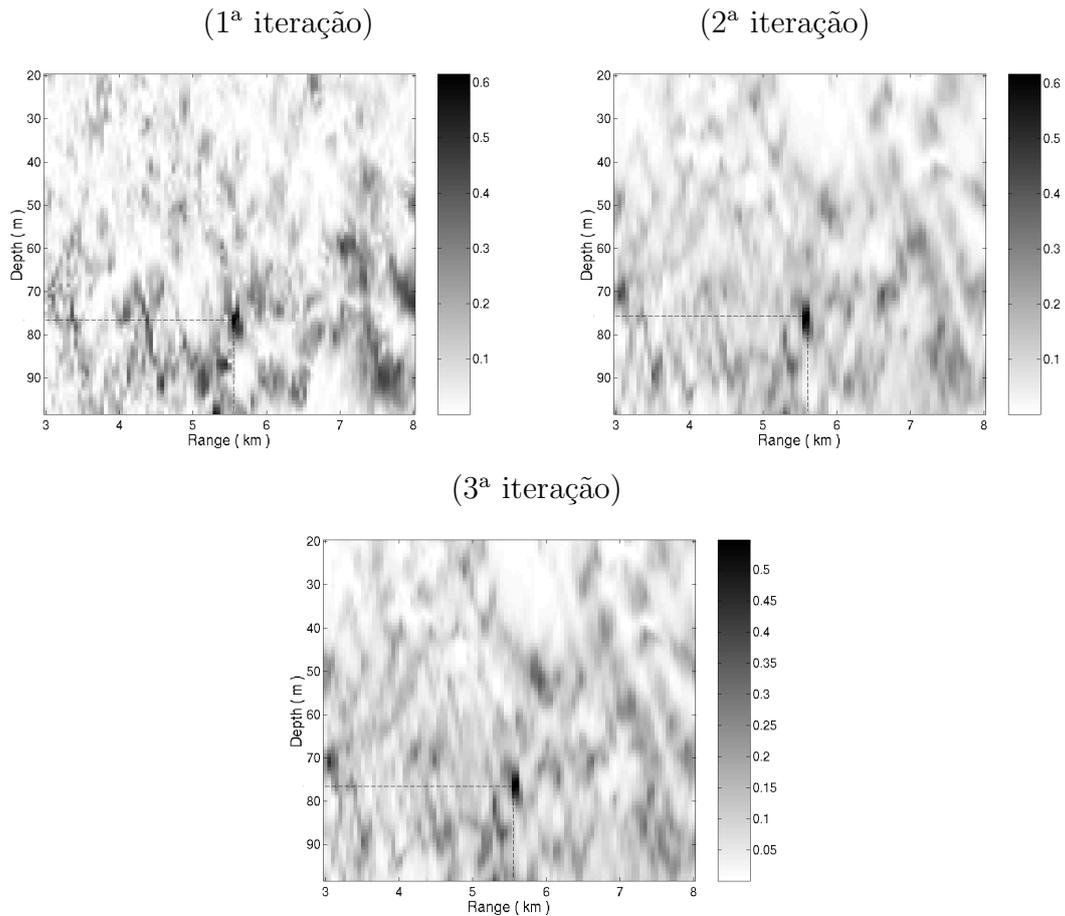


Figura 1.4: Superfícies de ambiguidade obtidas com o conhecimento exacto do ruído e sem conhecimento sobre o parâmetro, em dados simulados com $\text{SNR} = 50$ dB. O processador executou um ciclo infinito entre as 2ª e 3ª iterações.

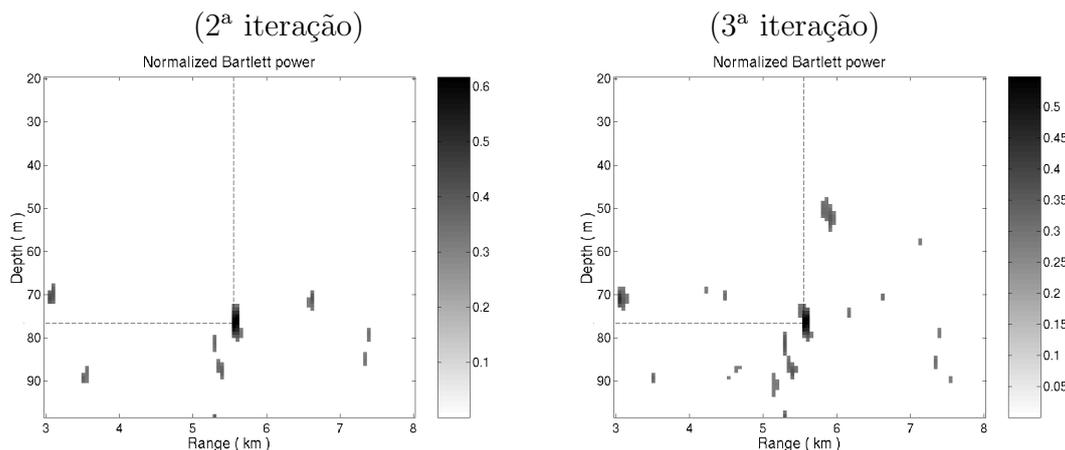


Figura 1.5: Superfícies de ambiguidade cíclicas binariamente filtradas, obtidas com o conhecimento exacto do ruído e sem conhecimento sobre o parâmetro, em dados simulados com $\text{SNR} = 50$ dB. O filtro eliminou todos os valores inferiores a metade do máximo. O número de pontos não-nulos, para as 2ª e 3ª iterações, é 74 e 125, respectivamente.

figura 1.7. É de referir que nem sempre foi atingida a convergência, na 6ª iteração, e nalgumas realizações do algoritmo, este ficou bloqueado num ciclo infinito. Considerando o processador de frequências cruzadas, a superfície de ambiguidade média está ilustrada

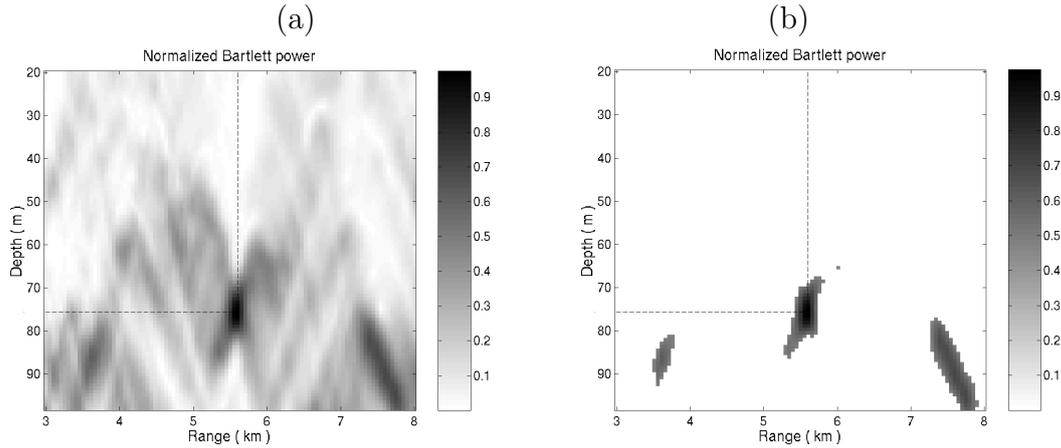


Figura 1.6: (a) Superfície de ambiguidade obtida com o processador de frequências cruzadas, para dados simulados com $\text{SNR} = 50$ dB, e (b) versão binariamente filtrada, com 328 valores não-nulos.

na figura 1.8. Comparando as figuras 1.7 e 1.8, é possível afirmar que o processador no domínio FD apresenta menos ambiguidade do que o de frequências cruzadas (297 pontos não-nulos contra 3175).

- **Desconhecimento do parâmetro e da estatística do ruído**

Assumindo o desconhecimento da estatística do ruído, a matriz $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)$ foi calculada de acordo com (1.24), mas substituindo $\mathbf{X}(\cdot, \boldsymbol{\theta}_0)$ por $\mathbf{X}(\cdot, \boldsymbol{\theta}_i)$, e substituindo $\boldsymbol{\Sigma}_N$ por uma estimativa $\hat{\boldsymbol{\Sigma}}_N$. Esta última estimativa foi obtida por uma média de produtos externos de vectores de ruído:

$$\hat{\boldsymbol{\Sigma}}_N = \sum_{n=1}^N \mathbf{N}_n \mathbf{N}_n^H, \quad (1.30)$$

em que n designa o índice da realização da variável aleatória \mathbf{N} (snapshot). Utilizando a

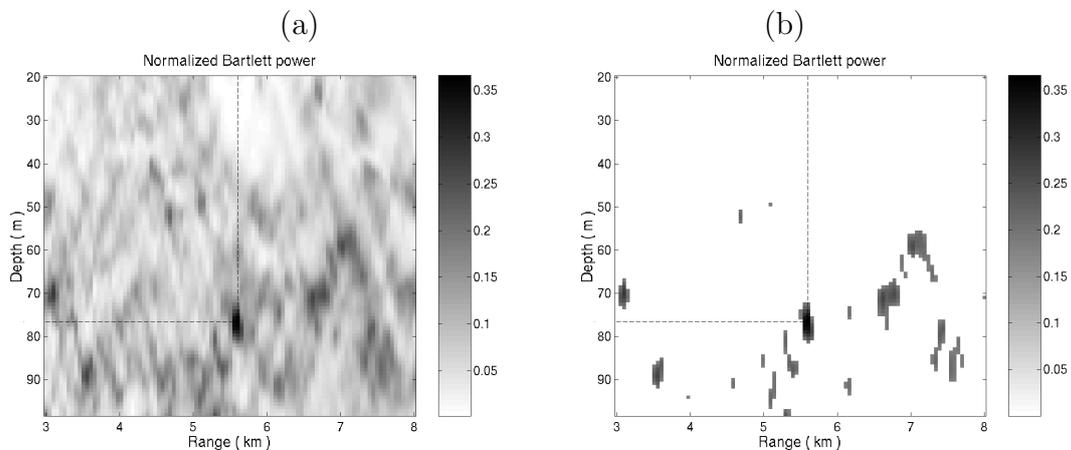


Figura 1.7: Superfície de ambiguidade média (20 realizações) (a) obtida com o processador no domínio frequência-doppler, em dados simulados com ruído, assumindo o conhecimento exacto do ruído, para $\text{SNR} = 3$ dB. A superfície refere-se à 6ª iteração do algoritmo. A versão filtrada da superfície, com 297 pontos não-nulos, está mostrada em (b).

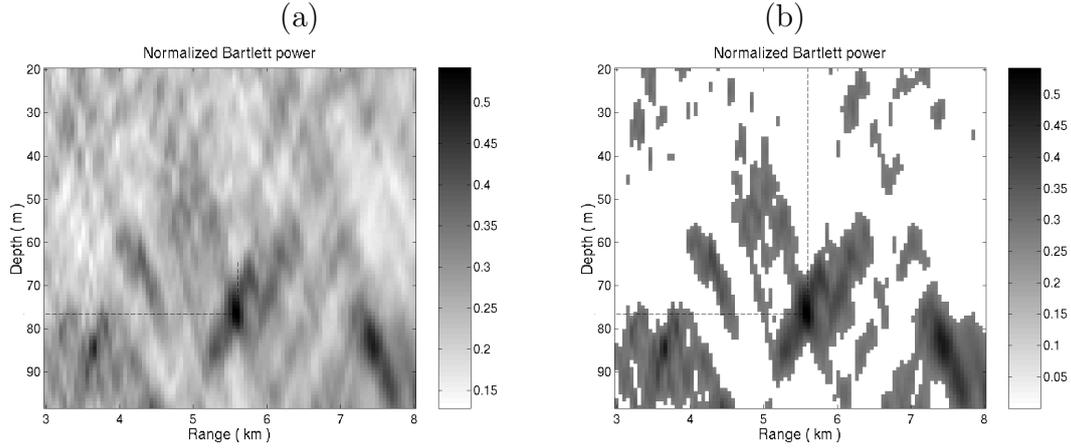


Figura 1.8: Superfície de ambiguidade média (20 realizações) (a) obtida com o processador de frequências cruzadas, em dados simulados com ruído, com $\text{SNR} = 3$ dB. A versão filtrada da superfície está ilustrada em (b), com 3175 pontos não-nulos.

estimativa de \mathbf{T} descrita, os resultados obtidos, para $\text{SNR} = 18$ dB, estão ilustrados na figura 1.9, notando-se que a convergência foi atingida na 2ª iteração.

Foi também considerada uma forma modificada do processador, que assume que a potência do sinal emitido é constante ao longo da frequência, e unitária, hipótese que não é verificada na prática, como foi visto anteriormente. Esta hipótese implica que a matriz $\hat{\mathbf{T}}$, de acordo com (1.24) seja agora dada por:

$$\hat{\mathbf{T}}(\boldsymbol{\theta}_0) = \mathbf{H}^*(f_2) \mathbf{H}^T(f_2) \boldsymbol{\Sigma}_N(f_1) + \boldsymbol{\Sigma}_N(f_1) .* \boldsymbol{\Sigma}_N(f_2) + \mathbf{H}(f_1) \mathbf{H}^H(f_1) \boldsymbol{\Sigma}_N(f_2). \quad (1.31)$$

Partindo desta hipótese de trabalho, foram obtidas as superfícies de ambiguidade ilustradas na figura 1.10, considerando novamente as frequências 350 e 450 Hz. Devido à utilização da informação contida em apenas 2 frequências, a diferença aproximada de 3 dB entre a potência da fonte a 350 e 450 Hz não implicou diferenças significativas entre as novas superfícies de ambiguidade e as representadas na figura 1.9.

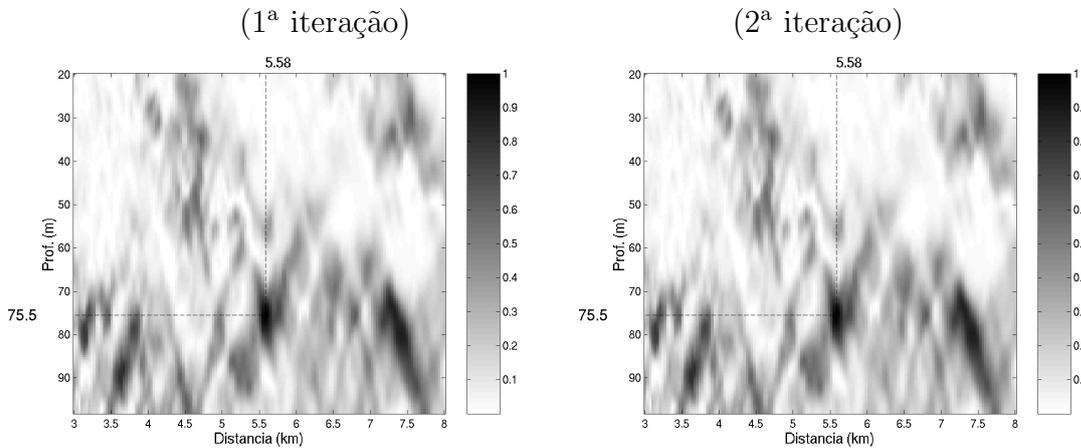


Figura 1.9: Superfícies de ambiguidade iterativas obtidas com o processador no domínio frequência-doppler, com dados simulados, para $\text{SNR} = 18$ dB, no ponto frequência-doppler correspondente a 350 e 450 Hz, sem informação *a priori* sobre o ruído ou o parâmetro.

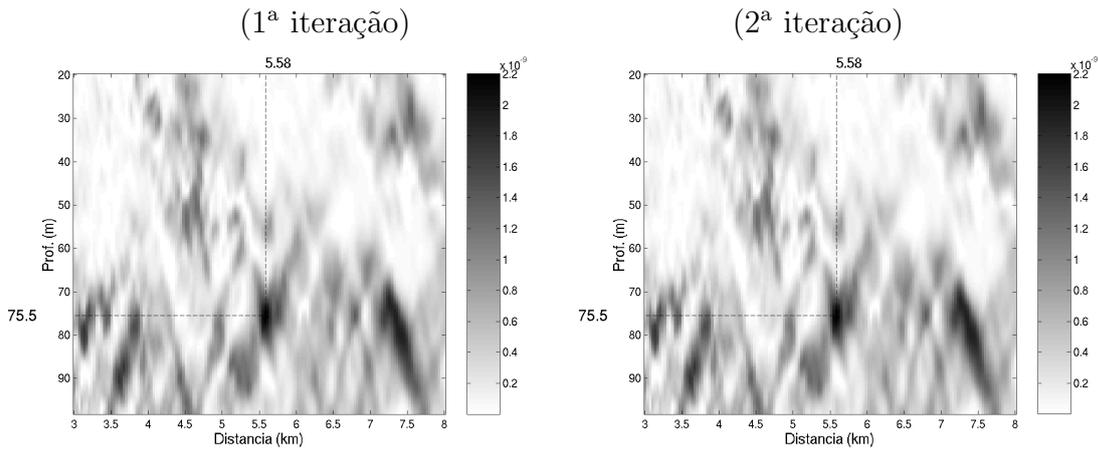


Figura 1.10: Superfícies de ambiguidade iterativas obtidas com o processador no domínio frequência-doppler, com dados simulados, para $\text{SNR} = 18$ dB, no ponto frequência-doppler correspondente a 350 e 450 Hz, sem informação *a priori* sobre o ruído ou o parâmetro, e assumindo que o sinal emitido tem uma potência constante ao longo da frequência.

1.5 Aplicação a dados reais

Nesta secção são descritos resultados obtidos por aplicação do processador no domínio FD, assim como dos processadores clássico de Bartlett e de frequências cruzadas, a dados reais da campanha INTIFANTE '00. São considerados diferentes casos de informação de entrada no processamento.

Como referência, o processador espectral convencional de Bartlett foi aplicado, com a simples soma das superfícies de ambiguidade correspondentes a 40 frequências equi-espaciaadas entre 350 e 450 Hz. O resultado obtido está ilustrado na figura 1.11.

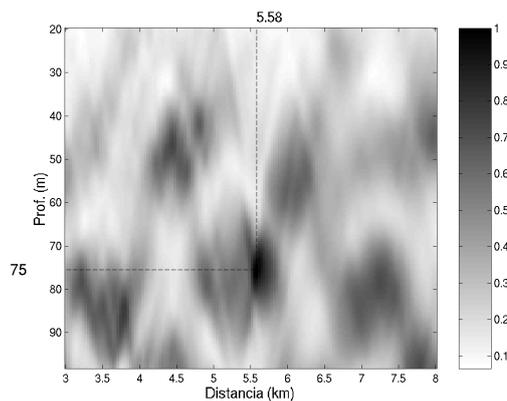


Figura 1.11: Superfície de ambiguidade obtida com o processador convencional de Bartlett, para os dados reais, considerando 40 frequências equi-espaciaadas entre 350 e 450 Hz.

1.5.1 Utilização de informação em duas frequências

Considerando que existe sempre um período de silêncio entre duas emissões da fonte acústica, pode-se aproveitar este período, para estimar a estatística do ruído, de acordo

com (1.30), a qual é inserida em (1.24). Os resultados correspondentes estão ilustrados na figura 1.12. Da figura, pode-se observar que, utilizando a informação nas 2 frequências

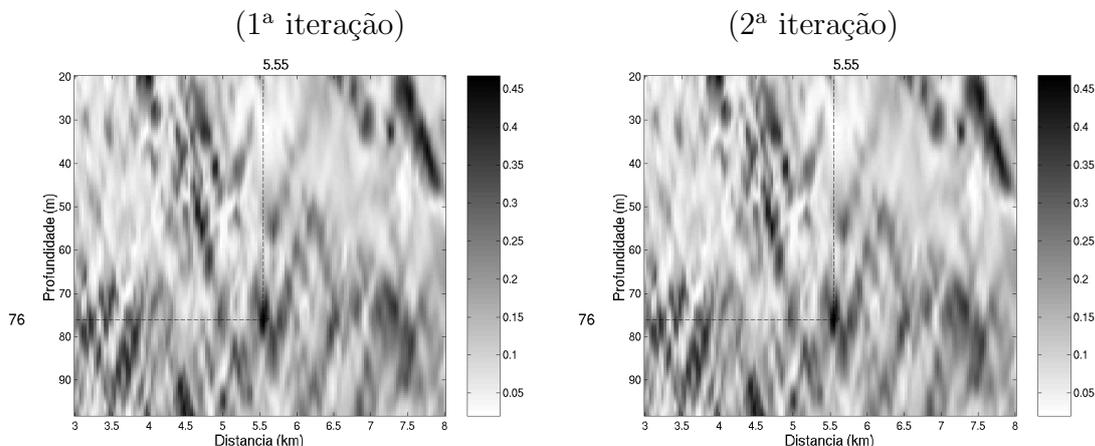


Figura 1.12: Superfícies de ambiguidade obtidas com dados reais, em que $\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)$ foi definida com a estimativa da estatística do ruído, obtida nos períodos de silêncio (18 realizações de ruído), e inserida em (1.24), sem conhecimento sobre o parâmetro. A posição estimada da fonte é (76m, 5.55 km).

consideradas, foi possível estimar a posição da fonte, com o processador no domínio FD.

Foi efectuada a estimativa da SNR nos dados recebidos, assumindo ruído aproximadamente branco, a qual é mostrada na figura 1.13, e se assemelha à potência do sinal emitido (figura 1.1), o que permite concluir também que a hipótese de ruído branco é uma correcta aproximação prática.

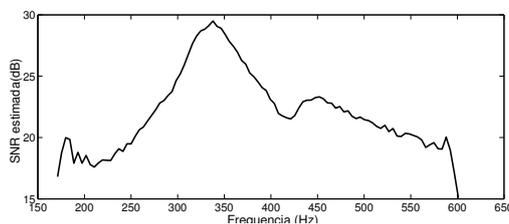


Figura 1.13: Estimativa da SNR nos dados recebidos.

1.5.2 Utilização de informação em quatro frequências

De forma a diminuir a ambiguidade na estimação da posição da fonte, foi aumentada a quantidade de informação de entrada, considerando 4 frequências equi-espaciaadas entre 350 e 450 Hz. Assim, foi definido um processador frequência-doppler de banda larga, pela soma das potências correspondentes a cada ponto FD:

$$P_{bl}(\mathbf{w}) = \sum_{m=1}^M P(\mathbf{w}, f_m, \nu_m), \quad (1.32)$$

em que cada parcela é uma potência definida por (1.25), m é o índice do par FD (ou par de frequências), e $M = K(K - 1)/2$. As superfícies de ambiguidade obtidas pelo processador de banda larga estão ilustradas na figura 1.14, onde se pode verificar a redução

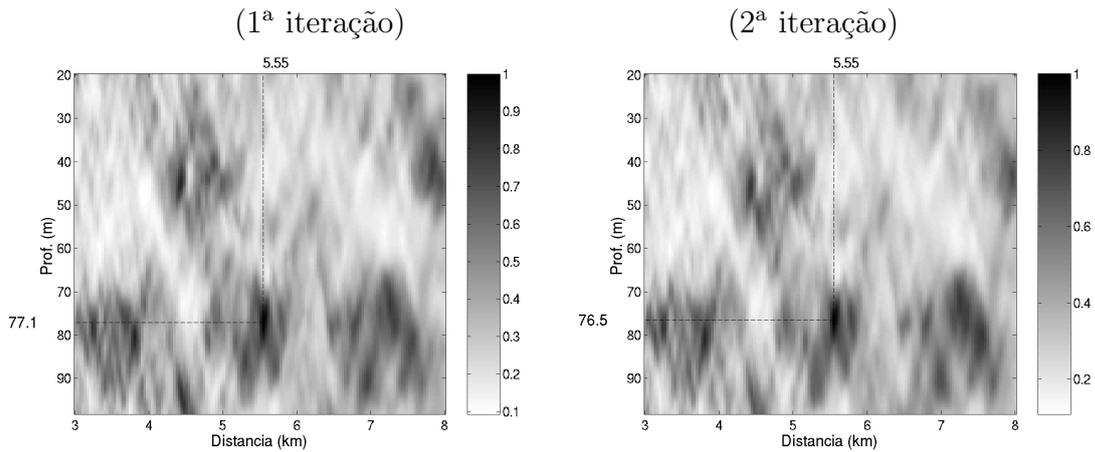


Figura 1.14: Superfícies de ambiguidade obtidas com a versão de banda larga (1.32) do processador no domínio frequência-doppler, para os dados reais, considerando 4 frequências equi-espaçadas entre 350 e 450 Hz.

de ambiguidade comparativamente à figura 1.12, especialmente em torno do ponto (7.8 km, 40 m). Uma outra medida importante de ambiguidade é o quociente entre o máximo global da superfície e o máximo local de amplitude mais próxima. Tendo em conta esta definição, as superfícies anteriores apresentam sensivelmente a mesma ambiguidade – 1.25 na figura 1.12, e 1.20 na figura 1.14.

O processador de frequências cruzadas foi aplicado aos mesmos dados, considerando as 4 frequências, e o resultado correspondente está ilustrado na figura 1.15. É possível

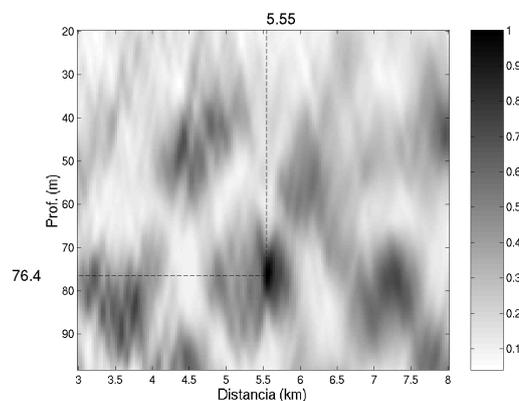


Figura 1.15: Superfície de ambiguidade obtida com o processador de frequências cruzadas, considerando 4 frequências equi-espaçadas entre 350 e 450 Hz.

observar que, em geral, a superfície gerada pelo processador de frequências cruzadas é menos ambígua do que a gerada pelo processador no domínio FD, havendo apenas uma exceção, em torno do ponto (6.2 km, 52 m). A ambiguidade pico principal-pico lateral é também menor, com uma atenuação de 1.65.

A hipótese de trabalho de que a potência do sinal emitido é constante ao longo da frequência, conduziu às superfícies ilustradas na figura 1.16, utilizando a informação em 4 frequências equi-espaçadas entre 350 e 450 Hz. À semelhança do caso simulado (v. figuras 1.9 e 1.10), esta hipótese não implicou diferenças significativas na superfície, comparativamente à superfície ilustrada na figura 1.14.

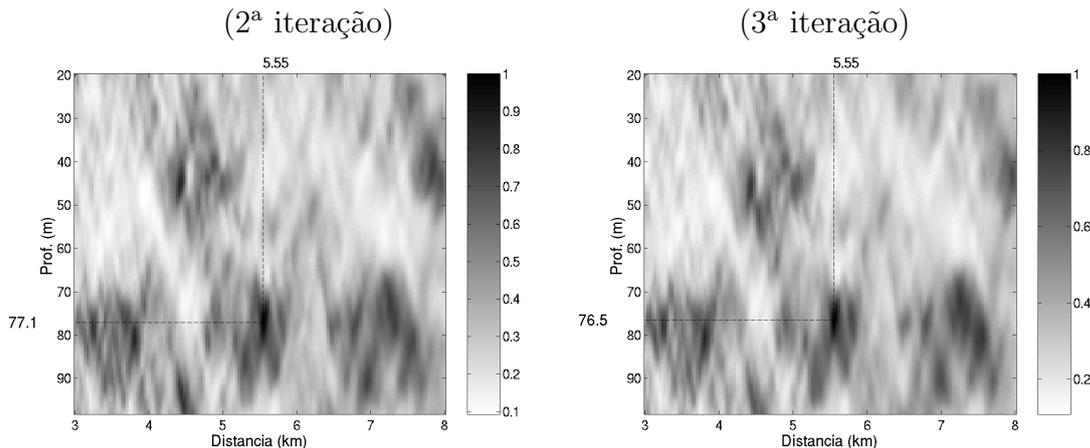


Figura 1.16: Superfícies de ambiguidade obtidas com dados reais, utilizando a informação em 4 frequências equi-espaçadas entre 350 e 450 Hz, assumindo que a potência do sinal emitido é constante ao longo da frequência.

1.5.3 Utilização de informação em dez frequências

Em último lugar, foi feita uma comparação exaustiva dos 3 processadores, considerando a informação contida em 10 frequências equi-espaçadas, contidas em diferentes intervalos. O processador FD considerado assumiu que a potência do sinal emitido é constante ao longo da frequência, e também que o ruído é branco, com potência unitária, o que corresponde a definir \mathbf{T} por:

$$\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0) = \mathbf{H}^*(f_2)\mathbf{H}^T(f_2) + \mathbf{I} + \mathbf{H}(f_1)\mathbf{H}^H(f_1). \quad (1.33)$$

A hipótese de ruído branco com potência unitária constitui um problema prático, para o processador FD, porque a ordem de grandeza das parcelas contidas em \mathbf{T} é geralmente diferente. Para os dados considerados, a ordem de grandeza da parcela de ruído (a matriz identidade) é cerca de 6 vezes superior à das restantes parcelas, permitindo a seguinte aproximação:

$$\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0) \approx \mathbf{I}, \quad (1.34)$$

o que corresponde a eliminar o pré-branqueamento do processador na forma dada por (1.25). No entanto, os resultados obtidos não sofreram alterações significativas, comparativamente ao caso em que $\boldsymbol{\Sigma}$ é substituída pela sua estimativa, obtida nos períodos de silêncio. Além disso, também se verificou que a diminuição forçada da potência do ruído considerado branco conduziu a superfícies de ambiguidade aproximadamente constantes.

Para fazer a comparação entre os 3 processadores, foram seleccionados os intervalos de frequências cujos extremos estão indicados nas tabelas 1.2–1.4, onde se pode observar os casos em que a estimativa de $\boldsymbol{\theta}_0$ foi aceitável, ou seja, contida no intervalo definido por [5.33, 5.83] km e [71.9, 79.7] m. Da análise das tabelas, verifica-se que o processador de frequências cruzadas conduziu à estimação correcta de $\boldsymbol{\theta}_0$ em todos os casos, excepto para os intervalos correspondentes a valores pequenos de SNR $[-250, 283]$ Hz e $[528, 598]$ Hz– (v. figura 1.13). O processador FD apresentou maior sensibilidade à SNR, não permitindo uma estimação correcta para mais intervalos, às frequências mais elevadas, comparativamente ao processador anterior. O processador convencional de Bartlett estimou $\boldsymbol{\theta}_0$ correctamente, só para frequências compreendidas entre 321 e 466 Hz, como era esperado.

Frequência (Hz)	283	321	363	412	466	528	598
250		•	•	•	•	•	•
283		•	•	•	•	•	•
321			•	•	•	•	•
363				•	•	•	•
412					•	•	•
466						•	•
528							

Tabela 1.2: Estimação correcta (•) de θ_0 em função dos extremos do intervalo de frequências considerado, pelo processador de frequências cruzadas.

Frequência (Hz)	283	321	363	412	466	528	598
250		•	•	•	•	•	•
283		•	•	•	•	•	•
321			•	•	•	•	•
363				•	•	•	•
412					•		
466							
528							

Tabela 1.3: Estimação correcta (•) de θ_0 em função dos extremos do intervalo de frequências considerado, pelo processador FD.

Frequência (Hz)	283	321	363	412	466	528	598
250							
283							
321			•	•			
363				•	•		
412					•		
466							
528							

Tabela 1.4: Estimação correcta (•) de θ_0 em função dos extremos do intervalo de frequências considerado, pelo processador convencional de Bartlett.

Foi também medida a ambiguidade pico principal-pico lateral dos processadores frequência-doppler e de frequências cruzadas. Em geral, o processador de frequências cruzadas apresenta menor ambiguidade, conforme se pode ver nos histogramas de ambiguidade, na figura 1.17. Comparando os histogramas do processador de frequências cruzadas (a) e

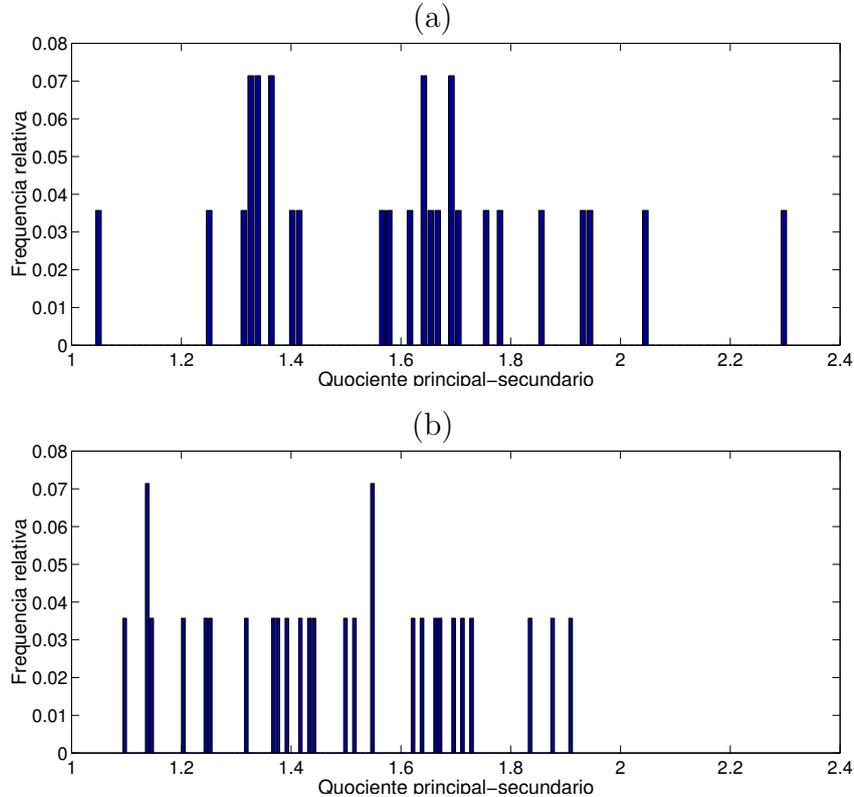


Figura 1.17: Histogramas de ambiguidade, que indicam a frequência relativa do quociente entre o máximo global da superfície de ambiguidade e o máximo local de amplitude mais próxima, para o processador de frequências cruzadas (a) e o de frequência-doppler (b), sintetizando as estimativas obtidas com dados reais, correspondentes às tabelas 1.2 e 1.3, respectivamente.

frequência-doppler (b), verifica-se que este último representa quocientes sempre inferiores a 1.91, ao passo que em (a), o valor mais alto é 2.30.

1.6 Interpretação dos resultados

Face aos resultados obtidos, que mostram a superioridade do processador de frequências cruzadas em relação ao processador de frequência-doppler, é importante justificar esses mesmos resultados. Assim, consideremos apenas um par de frequências (f_1, f_2) . Tendo em conta (1.16), com as devidas adaptações, é possível definir a potência do processador de frequências cruzadas como

$$\begin{aligned}
 P_{\text{inc-xf}}(\boldsymbol{\theta}) &= \left| \mathbf{h}^H(f_1, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{C}_{yy}(f_1, f_2) \mathbf{h}(f_2, \boldsymbol{\theta}) \right| \\
 &= \left| \mathbf{h}^H(f_1, \boldsymbol{\theta}) \left[s(f_1) s^*(f_2) \mathbf{h}(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}^H(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) + \mathbf{I} \right] \mathbf{h}(f_2, \boldsymbol{\theta}) \right| \\
 &= \left| s(f_1) s^*(f_2) \mathbf{h}^H(f_1, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{h}(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}^H(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}(f_2, \boldsymbol{\theta}) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{h}^H(f_1, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{h}(f_2, \boldsymbol{\theta}) \right|. \tag{1.35}
 \end{aligned}$$

O termo principal da potência, que representa o ajuste entre o modelo e os dados, é dado por:

$$\begin{aligned}
& \mathbf{h}^H(f_1, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{h}(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}^H(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}(f_2, \boldsymbol{\theta}) \\
&= |s(f_1) s(f_2)| \mathbf{h}^H(f_1, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{h}(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}^H(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{h}(f_2, \boldsymbol{\theta}) \\
&= \left[\sum_{m=1}^L h_m^*(f_1, \boldsymbol{\theta}) h_m(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) \right] \left[\sum_{n=1}^L h_n(f_2, \boldsymbol{\theta}) h_n^*(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) \right]
\end{aligned} \tag{1.36}$$

A potência do processador frequência-doppler, considerando (1.25), pode ser escrita por:

$$\begin{aligned}
& \mathbf{Q}_{hh}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0) [\mathbf{Q}_{xx}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{xx}^H(\boldsymbol{\theta}_0) + \mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_0)] \mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{hh}(\boldsymbol{\theta}) \\
&= |\mathbf{Q}_{hh}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{xx}(\boldsymbol{\theta}_0)|^2 + \mathbf{Q}_{hh}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{T}^{-1}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{Q}_{hh}(\boldsymbol{\theta}).
\end{aligned} \tag{1.37}$$

Se considerarmos a aproximação (1.34), o termo de ajuste entre o modelo e os dados pode ser aproximado por:

$$\sum_{l=1}^L h_l^*(f_1, \boldsymbol{\theta}) h_l(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) h_l(f_2, \boldsymbol{\theta}) h_l^*(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) \tag{1.38}$$

A componente l dos gradientes dos termos (1.36) e (1.38), em ordem a $\mathbf{h}^*(f_1, \boldsymbol{\theta})$, é dada por:

$$h_l(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) \sum_{n=1}^L h_n(f_2, \boldsymbol{\theta}) h_n^*(f_2, \boldsymbol{\theta}_0) \tag{1.39}$$

e

$$h_l(f_1, \boldsymbol{\theta}_0) h_l(f_2, \boldsymbol{\theta}) h_l^*(f_2, \boldsymbol{\theta}_0), \tag{1.40}$$

respectivamente. Verifica-se assim que, para valores de $\boldsymbol{\theta}$ próximos de $\boldsymbol{\theta}_0$, o somatório em (1.39) irá originar um valor maior para o gradiente da potência do processador de frequências cruzadas, explicando assim a sua menor ambiguidade.

Capítulo 2

Conclusões

Deste trabalho, conclui-se que foi possível implementar um processador de adaptação de campo, do tipo Bartlett, no domínio frequência-doppler, e efectuar a sua aplicação a dados reais da campanha INTIFANTE '00. Este processador tem uma estrutura semelhante à do processador de frequências cruzadas, porque cruza a informação espectral a frequências diferentes. O ponto de partida é diferente, na medida em que, no caso do processador de frequências cruzadas, o vector de dados é comparado com o vector réplica, em termos dos pontos do espectro; no processador frequência-doppler, a informação comparada são os vectores de correlação local espectral. O processador frequência-doppler assume uma estrutura iterativa e auto-consistente e, embora a convergência não seja garantida, esta foi verificada na segunda iteração, para os dados reais. Com dados simulados, produz superfícies de ambiguidade menos ambíguas do que as correspondentes ao processador de frequências cruzadas.

A aplicação do processador aos dados reais foi feita de 3 formas: na primeira, a estatística do ruído foi estimada nos períodos de silêncio; na segunda, para além da estimação anterior, o sinal emitido foi tratado como se tivesse a mesma potência ao longo da frequência; na terceira, o ruído foi tratado como branco, de potência unitária, e o sinal emitido como tendo potência constante. Esta última forma torna os dados de entrada coincidentes, entre os processadores frequência-doppler e de frequências cruzadas. A análise dos resultados permite concluir que o processador frequência-doppler é mais exigente, em termos de SNR de entrada, comparativamente ao processador de frequências cruzadas, e que gera superfícies com uma maior ambiguidade, salvo em pequenas regiões. Esta diferença é explicada pelo facto da estrutura do processador frequência-doppler responder a uma potência com um menor gradiente.

Bibliografia

- [1] Cristiano Soares and Sérgio M. Jesus, “Broadband matched-field processing: coherent vs. incoherent approaches,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 113(5), May, pp. 2587–2598, 2003.
- [2] Jesus S.M., Coelho E., Onofre J., Picco P., Soares C., and Lopes C., “The intifante’00 sea trial: preliminary source localization and ocean tomography data analysis,” in *MTS/IEEE Oceans 2001, Hawaii, USA, November*, 2001.
- [3] H. P. Bucker, “Use of calculated sound fields and matched-field detection to locate sound source in shallow water,” *J. Acoust. Soc. America*, vol. 59, pp. 368–373, 1976.
- [4] F. Hlawatsch and G.F. Boudreaux-Bartels, “Linear and quadratic time-frequency signal representations,” *IEEE SP Magazine*, vol. April, pp. 21–67, 1992.
- [5] P. Mignerey and S. Finette, “Multichannel deconvolution of an acoustic transient in an oceanic waveguide,” in *J. Acoust. Soc. Am.*, 1992, vol. 92 (1), pp. 351–364.
- [6] H. Cox, “Resolving power and sensitivity to mismatch of optimum array processors,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 54, pp. 771–85, 1973.