



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"  
Campus de Ilha Solteira

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Avaliação e implementação de métodos de estimação de  
tempo de atraso de sinais de ultra-som

Guilherme Martinhon

**Orientador:** Prof. Dr. Ricardo Tokio Higuti

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação

Ilha Solteira - SP

junho/2007

# Agradecimentos

A Deus, pela chance que nos dá de aprender mais a cada novo dia.

Ao orientador, Prof. Ricardo Tokio Higuti, pela oportunidade, dedicação e boa vontade em transferir seus conhecimentos.

A toda minha família, em especial minha mãe Sônia, pelo incentivo e pelo apoio nas horas difíceis.

A minha namorada Adriana, pelo apoio e compreensão nos momentos em que faltei para dedicar-me a este trabalho.

Aos amigos do LUS, Sérgio, Rafael Batista, Vander, Ricardo, Rafael Ozaki, pelas trocas de idéias e momentos de descontração e alegria.

Ao Técnico Chaves, pela ajuda na confecção da câmara de amostra de acrílico.

Ao Prof. Oscar F. Martínez Graullera, do Instituto de Automática Industrial - IAI/CSIC de Madri - Espanha, pela receptividade e paciência nos ensinamentos.

A todos os professores do DEE que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho.

Aos meus eternos amigos de graduação Ohira e Fábio, pela amizade, incentivo e pelos momentos de felicidade.

À CAPES, pelo apoio financeiro, à *Fundación Carolina*, pela ajuda financeira no intercâmbio na Espanha, e à *Texas Instruments*, pela doação das placas de desenvolvimento.

A todos vocês, meu muitíssimo obrigado!

*“Nós só poderemos seguir crescendo na atividade que abraçamos e amamos se os compromissos forem mantidos, se o ideal for renovado e se a nossa capacidade de sonhar não se limitar aos problemas e for sempre maior que eles”*

*Com. Rolim Adolfo Amaro*

MARTINHON, Guilherme. **Avaliação e implementação de métodos de estimação de tempo do atraso de sinais de ultra-som.** 2007. 93 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica - Automação) - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2007.

## Resumo

A estimação do tempo de atraso entre dois sinais de ultra-som é uma tarefa muito comum e importante em diversas aplicações, como em sistemas de posicionamento para medição de distâncias, medidores de espessura em ensaios não-destrutivos, células de medição de propriedades de materiais, entre outros. Em algumas aplicações há necessidade de elevada acurácia e precisão na determinação do tempo de atraso, que dependem de diversos parâmetros do transdutor, de sua excitação e do meio em que a onda se propaga, além do método de estimação e representação numérica. Neste trabalho são avaliados três estimadores de tempo de atraso, com implementações em ponto-fixo e ponto-flutuante: correlação cruzada com interpolação parabólica, transformada de Hilbert da correlação e envoltória do sinal analítico. Os estimadores são avaliados em MATLAB, em ponto-flutuante, com sinais sintetizados e com sinais reais obtidos em laboratório, e em ponto-fixo, usando um processador digital de sinais TMS320VC5416, da Texas Instruments. São explorados parâmetros como frequência central do transdutor, frequência de amostragem, largura de banda, relação sinal-ruído e atenuação do meio. O desempenho dos métodos é comparado por meio dos erros médios e desvios-padrão das medidas.

**Palavras-chave:** ultra-som, tempo de atraso, processador digital de sinais, correlação cruzada, transformada de Hilbert.

MARTINHON, Guilherme. **Evaluation and implementation of time-delay estimators of ultrasonic signals**. 2007. 93 p. Dissertation (Master in Electrical Engineering - Automation) - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2007.

## Abstract

Time-delay estimation between two ultrasonic signals is a very common and important task in several applications, such as distance measurement in positioning systems, thickness measurement in nondestructive testing, measurement cells of materials properties, among others. Some applications require high accuracy and precision on the determination of the time-delay, which depend on several transducer parameters, excitation and medium of propagation, as well as the estimation method and numerical representation. In this work, three time-delay estimators are evaluated, with fixed- and floating-point implementations: cross-correlation with parabolic interpolation, Hilbert transform of correlation and analytic signal envelope. The estimators are evaluated in MATLAB with floating-point representation, using synthesized signals and real signals acquired in laboratory, and in fixed-point using a Texas Instruments TMS320VC5416 digital signal processor. Parameters as transducer central frequency, sampling frequency, bandwidth, signal-to-noise ratio and medium attenuation are considered. The performances of the methods are compared by means of errors (or bias) and standard deviations.

**Keywords:** ultrasonic, time-delay, digital signal processor, cross-correlation, Hilbert transform.

# Lista de Figuras

1.1	Medição do tempo de atraso de um sinal de ultra-som. . . . .	17
2.1	Detecção por limiar a partir do próprio sinal de ultra-som. . . . .	24
2.2	Erro introduzido na estimação do atraso por limiar. . . . .	24
2.3	Estimação do tempo de atraso pela detecção de pico de dois sinais de eco: (a) pelo próprio sinal de eco; (b) pelo sinal de eco retificado; (c) pela envoltória do sinal de eco. . . . .	25
2.4	Estimação pela detecção de picos de sinais de eco próximos entre si: (a) pelo próprio sinal; (b) pelo sinal retificado; (c) pela envoltória. . . . .	25
2.5	Sinal $y[n]$ adiantado em relação a $x[n]$ . . . . .	26
2.6	Sinais de eco sintetizados (a) e (b); correlação cruzada entre os dois sinais (c). . .	27
2.7	Exemplo da limitação do método: ‘*’ indica as amostras do sinal de correlação, que não coincidiram com o pico; ‘-’ mostra uma aproximação comum utilizada. .	29
2.8	Variação do vício em função da localização do atraso e da frequência relativa (dados obtidos a partir de 100 medidas). . . . .	30
2.9	Variação do vício em função da largura de banda do transdutor ( $f_r = 0,05$ , $b = 0,0018$ Hz). . . . .	31
2.10	Resposta em frequência do filtro de quadratura: (a) magnitude; (b) fase. . . . .	32
2.11	(a) Correlação cruzada e transformada de Hilbert correspondente; (b) detalhe da região de interesse dos dois métodos. . . . .	33
2.12	Resposta em frequência do transformador de Hilbert ( $M = 40$ , $\beta = 6,69$ ): (a) magnitude; (b) fase. . . . .	34
2.13	(a) Diferenças entre a transformada de Hilbert em frequência e pelo filtro de quadratura a partir de sinais com frequência relativa de $0,05\text{Hz}/\text{Hz}$ ; (b) detalhe do cruzamento com o zero: embora as curvas não coincidam, o cruzamento dá-se no mesmo ponto. . . . .	35
2.14	Vício gerado pela interpolação linear da transformada de Hilbert (dados obtidos a partir de 100 medidas). . . . .	35
2.15	Variação do vício da transformada de Hilbert em função da largura de banda dos pulsos ( $f_r = 0,05$ ). . . . .	36

2.16	Efeito do deslocamento de fase do sinal de correlação na envoltória do sinal analítico: (a) sem deslocamento de fase; (b) deslocamento de fase de 150 amostras - os picos da correlação e da envoltória não coincidem. . . . .	37
3.1	Modelo de análise de erros: (a) sistema real; (b) modelo de ruído aditivo. . . . .	43
3.2	Quantização de coeficientes em um sistema FIR. . . . .	45
3.3	Magnitude e fase de um transformador de Hilbert de ordem $M = 86$ : (a) ponto-flutuante; (b) ponto-fixo, quantizado com 9 bits. . . . .	45
3.4	Diagrama de blocos da placa de desenvolvimento TMS320VC5416 DSK (Modificado de SPECTRUM DIGITAL, 2002). . . . .	46
3.5	Diagrama de blocos do DSP TMS320VC5416 (Modificado de TEXAS INSTRUMENTS, 2005). . . . .	47
4.1	Diagrama de blocos do algoritmo da correlação cruzada implementado no MATLAB. . . . .	51
4.2	(a) Magnitude da resposta em frequência do filtro utilizado nas simulações; (b) parte da resposta impulsiva do transformador. . . . .	53
4.3	Diagrama de blocos do método da transformada de Hilbert a partir do filtro de quadratura no MATLAB. . . . .	53
4.4	Detalhe da magnitude dos filtros em (a) ponto-flutuante e (b) ponto-fixo com dois fatores de escala. . . . .	54
4.5	Diagrama de blocos do método da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada. . . . .	54
4.6	Envoltória do sinal analítico da correlação cruzada: (a) sem compensação; (b) com compensação do filtro; (c) com compensação do módulo; (d) com ambas as compensações. . . . .	55
4.7	Diagrama de blocos do método da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada implementado no DSP. . . . .	56
4.8	Pulso sintetizado com $f_r = 0,05$ , $N = 512$ pontos, $M = 256$ pontos, $D = 160$ amostras, $B = 0,0118$ Hz e $SNR = 40$ dB. . . . .	57
4.9	Pulsos sintetizados com $f_r = 0,05$ , $N = 512$ pontos, $M_c = 150$ pontos, $D = 200$ amostras, $B = 0,0118$ Hz, $SNR = 30$ dB, $d_s = 1,0$ cm, $\alpha_0 = 100 \cdot 10^{-17}$ Np/cm $\text{Hz}^2$ e $v = 2,0$ . . . . .	57
4.10	Célula de medição utilizada no experimento de variação de temperatura da água destilada. . . . .	58
4.11	Diagrama de blocos dos ensaios de cálculo da velocidade de propagação na água destilada em função da variação da temperatura. . . . .	59
4.12	Diferença entre a aquisição no modo “amostra” e “média”: (a) Sinal adquirido com amostra única ( $SNR = 47,8$ dB); (b) Sinal resultante da média de 128 aquisições ( $SNR = 57,6$ dB). . . . .	60
4.13	Ensaio de variação das médias com água destilada: (a) Câmara de amostra de acrílico e anteparo metálico; (b) experimento montado. . . . .	61
4.14	Montagem do experimento com acrílico. . . . .	62

5.1	Resultados para sinais com $f_r = 0,02$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	65
5.2	Resultados para sinais com $f_r = 0,05$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	66
5.3	Desvio-padrão das medidas estimadas pelos métodos a partir de sinais com $f_r = 0,05$ , $B = 0,0262$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-flutuante. . . . .	66
5.4	Detalhes de erro e desvio-padrão das medidas com sinais com $f_r = 0,08$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,01$ amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	67
5.5	Detalhes de erro e desvio-padrão das medidas com sinais com $f_r = 0,02$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-fixa: (a) erro da média de 5 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	67
5.6	Desvio-padrão das medidas estimadas pelos métodos a partir de sinais com $f_r = 0,05$ , $B = 0,0262$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-fixa. . . . .	68
5.7	Estimação do tempo de atraso em ponto-flutuante para sinais atenuados com $f_r = 0,02$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	69
5.8	Detalhe da região do pico da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada e o falso pico gerado pela baixa relação sinal-ruído associado ao efeito da atenuação. . . . .	70
5.9	Estimação do tempo de atraso em ponto-flutuante para sinais atenuados com $f_r = 0,05$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,1$ amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	70
5.10	Erros de estimação dos métodos para $f_r = 0,08$ , $B = 0,0262$ Hz e $D = 10,1$ amostras. . . . .	71
5.11	Estimação do tempo de atraso em ponto-fixa para sinais atenuados com $f_r = 0,05$ , $B = 0,0118$ Hz e $D = 10,1$ amostras: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão. . . . .	71
5.12	Ecos utilizados no cálculo da velocidade de propagação das ondas em água destilada ( $T = 20$ °C). . . . .	72
5.13	Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de temperatura (ponto-flutuante): (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão. . . . .	72
5.14	Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de temperatura (ponto-fixa): (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão. . . . .	74
5.15	Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de médias em ponto-flutuante: (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão. . . . .	75
5.16	Erros de estimação da velocidade de propagação na água destilada a partir do par $a_2$ - $a_3$ . . . . .	76
5.17	Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de relação sinal-ruído em ponto-fixa: (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão. . . . .	76

5.18	Espectro do sinal de correlação e do filtro de quadratura em ponto-fixo para os sinais propagados em água destilada. . . . .	77
5.19	Sinais de eco $a_1$ , $a_2$ e $a_3$ gerados pela propagação na peça de acrílico e normalizados ( $T = 26,8$ °C). . . . .	78
5.20	Ensaio com acrílico em função da variação de frequência do transdutor ( $f_a = 100$ MHz): (a) velocidade de propagação estimada no acrílico a partir dos ecos $a_1$ - $a_2$ ; (b) desvio-padrão das medidas. . . . .	78
5.21	Ensaio com acrílico em função da variação de frequência do transdutor em ponto-fixo ( $f_a = 100$ MHz): (a) velocidade de propagação estimada no acrílico a partir dos ecos $a_1$ - $a_2$ ; (b) desvio-padrão das medidas. . . . .	79
5.22	Variação da frequência de amostragem para ensaio com acrílico ( $f_{transd} = 5$ MHz): (a) velocidade de propagação estimada; (b) desvio-padrão. . . . .	80
5.23	Resultados em ponto-fixo para a variação da frequência de amostragem para o ensaio com o acrílico: (a) velocidade de propagação estimada; (b) desvio-padrão das medidas. . . . .	81
5.24	Variação da relação sinal-ruído para ensaio com acrílico: (a) velocidade de propagação estimada; (b) desvio-padrão das medidas. . . . .	82
5.25	Curvas de estimação de velocidade em função da variação da SNR para o par $a_1$ - $a_3$ . . . . .	83
5.26	Velocidades estimadas em ponto-fixo a partir do par $a_1$ - $a_2$ . . . . .	83

# Lista de Tabelas

1.1	Características de FPGAs, DSPs e microcontroladores (modificado de FOWLER, 2006). . . . .	20
5.1	Fatores de compensação utilizados nas simulações em ponto-fixa. . .	68
5.2	Estimação de velocidade de propagação em água destilada a 30,09 °C (teórico: 1509,3 m/s). . . . .	73
5.3	Valores estimados de velocidade de propagação em água destilada pela envoltória do sinal analítico. . . . .	74
5.4	Relação sinal-ruído média dos sinais adquiridos a partir da água destilada ( $T = 24,8\text{ °C}$ ). . . . .	74
5.5	Velocidade de propagação estimada pelo pares $a_1-a_2$ e $a_1-a_3$ ( $f_a = 100\text{ MHz}$ ). . . . .	79
5.6	Tempo de execução dos algoritmos de estimação de tempo de atraso no DSP C5416 (160 MHz). . . . .	81
5.7	Relação sinal-ruído média dos sinais adquiridos a partir da peça de acrílico. . . . .	81

# Lista de Abreviaturas e Siglas

A/D	Analógico/Digital
D/A	Digital/Analógico
Tx/Rx	Transmissor/Receptor
APS	<i>Acoustic Positioning System</i> (Sistema Acústico de Posicionamento)
AUV	<i>Autonomous Underwater Vehicle</i> (Veículo Autônomo Subaquático)
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GPIB	<i>General-Purpose Interface Bus</i> (IEEE488)
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LSB	<i>Least Significant Bit</i>
LUS	<i>Laboratório de Ultra-som - UNESP - Ilha Solteira</i>
MSB	<i>Most Significant Bit</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistants</i>
RAM	<i>Random-Access Memory</i>
RC	Resistor-capacitor
ROM	<i>Read-Only Memory</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SAD	<i>Sum of Absolute Differences</i> (Soma de Diferenças Absolutas)
SLIT	Sistema de Tempo Discreto Linear Invariante no Tempo
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Relação Sinal-Ruído)
SSD	<i>Sum of Squared Differences</i> (Soma de Diferenças Quadráticas)
ToF	<i>Time-of-flight</i> (Tempo de vôo ou tempo de atraso)
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

# Lista de Símbolos

$b_\delta$	Vício de estimação de tempo de atraso
$b_i$	Bits
$b_u$	Número de bits antes da quantização
$c$	Velocidade de propagação [m/s]
$d$	Espessura da peça
$d_{cal}$	Tamanho de calibração da câmara de amostra [m]
$d_s$	Distância percorrida pelo sinal [cm]
$f_o$	Freqüência central do sinal [Hz]
$f_r$	Freqüência relativa
$f_a$	Freqüência de amostragem [Hz]
$h_d$	Resposta impulsiva do transformador de Hilbert ideal
$p$	Parte inteira do atraso
$t_i$	Tempo de vôo do sinal de eco
$\hat{x}$	Transformada de Hilbert do sinal $x$
$x_a$	Sinal analítico da função $x$
$A$	Função de atenuação
$B$	Largura de banda
$D$	Atraso entre os sinais de eco [amostras]
$E_i$	Energia de um sinal
$E_r$	Erro de arredondamento
$E_t$	Erro de truncamento
$L_2$	Tamanho da câmara de amostra [m]
$M$	Ordem do filtro
$Mc$	Ponto central do pulso
$N$	Número de pontos de um sinal
$T_{am}$	Temperatura da amostra
$T_{cal}$	Temperatura de calibração
$\alpha$	Coefficiente de atenuação [Np/cm]
$\alpha_0$	Coefficiente de atenuação para líquidos [Np/cm Hz <sup>2</sup> ]

$\beta$	Fator de forma da janela de Kaiser
$\delta$	Parte fracionária do atraso
$\Delta t$	Atraso entre os sinais de eco [s]
$\sigma$	Desvio-padrão da envoltória Gaussiana

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução e Justificativa</b>	<b>16</b>
1.1	Revisão bibliográfica . . . . .	17
1.1.1	Estimação do tempo de atraso . . . . .	17
1.1.2	Implementação em hardware . . . . .	19
1.2	Objetivos . . . . .	22
1.3	Organização do trabalho . . . . .	22
<b>2</b>	<b>Métodos de Estimação de Tempo de Atraso</b>	<b>23</b>
2.1	Métodos analógicos . . . . .	23
2.2	Correlação cruzada . . . . .	26
2.2.1	Erros introduzidos pelo vício na interpolação parabólica . . . . .	29
2.3	Transformada de Hilbert . . . . .	31
2.3.1	Erros introduzidos pelo vício na interpolação linear . . . . .	34
2.4	Envoltória do sinal analítico . . . . .	36
2.5	Comentários . . . . .	37
<b>3</b>	<b>Implementação dos Métodos de Estimação de Tempo de Atraso em DSP</b>	<b>39</b>
3.1	Representação de números em ponto-fixado . . . . .	39
3.2	Erros associados à representação em ponto-fixado . . . . .	41
3.2.1	Erros resultantes de arredondamento e truncamento . . . . .	41
3.2.2	Erros resultantes da quantização de coeficientes de filtros . . . . .	43
3.3	<i>Hardware</i> de implementação . . . . .	46
3.3.1	O processador digital de sinais TMSVC5416 . . . . .	47
3.4	Comentários . . . . .	49
<b>4</b>	<b>Metodologia Experimental</b>	<b>50</b>
4.1	Implementação dos algoritmos . . . . .	50
4.1.1	Correlação cruzada . . . . .	50
4.2	Transformada de Hilbert . . . . .	52
4.3	Envoltória do sinal analítico . . . . .	53
4.4	Metodologia aplicada . . . . .	55

4.4.1	Simulações com sinais sintetizados . . . . .	55
4.4.2	Ensaio com água destilada . . . . .	58
4.4.3	Ensaio com acrílico . . . . .	62
4.5	Comentários . . . . .	63
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>64</b>
5.1	Sinais sintetizados sem atenuação . . . . .	64
5.2	Sinais sintetizados com atenuação . . . . .	68
5.3	Sinais reais: ensaios com água destilada . . . . .	71
5.4	Sinais reais: ensaios com acrílico . . . . .	77
5.5	Comentários . . . . .	83
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>86</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>89</b>

# Capítulo 1

## Introdução e Justificativa

A utilização do ultra-som como método de avaliação de propriedades de materiais tem atingido várias áreas do conhecimento nos últimos tempos, em razão de ser um método robusto, não-destrutivo, com a possibilidade de ser não-intrusivo e não-invasivo, não produzir alterações nos materiais inspecionados e propagar-se em meios sólidos, líquidos e gasosos. Na medicina, por exemplo, além dos tradicionais sistemas de visualização de imagens, o ultra-som é utilizado na determinação do fluxo sanguíneo, na elastografia (VIOLA; WALKER, 2003a) e no mapeamento cardíaco (SHORS et al., 1994); na agropecuária, permite a medição da espessura da camada de gordura de animais e a detecção de prenhez; na engenharia de alimentos, pode detectar a presença de corpos estranhos nos alimentos e analisar líquidos em geral (não só alimentícios) (MCCLEMENTS, 1995; ADAMOWSKI et al., 1995).

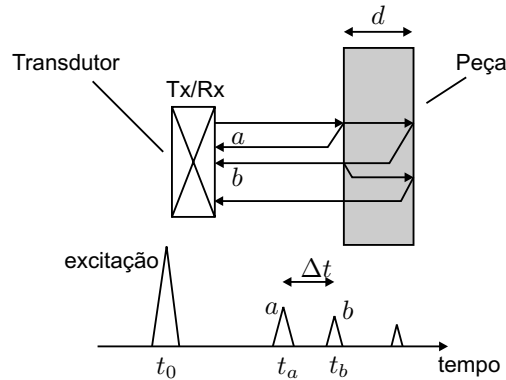
A propagação de ondas ultra-sônicas em um meio permite a determinação de várias de suas propriedades, como velocidade de propagação, coeficiente de atenuação e densidade. A determinação da velocidade de propagação, em especial, faz parte de uma área de estudo chamada velocimetria e está baseada no cálculo do tempo de propagação (ou atraso) da onda. Vários são os casos em que a velocimetria é empregada, como na determinação de água em óleo lubrificante (HIGUTI, 2001) e a determinação da composição e qualidade de alimentos (MCCLEMENTS, 1995).

O tempo de atraso (ou tempo de vôo, do inglês *time-of-flight* - *ToF*), quando se trabalha com sinais pulsados, é definido como a diferença de tempo entre a transmissão de uma onda e o primeiro eco recebido, ou mesmo entre dois ecos. Na figura 1.1, apresenta-se a operação de um transdutor de ultra-som como emissor e receptor (modo pulso-eco), com o material a ser analisado posicionado a uma certa distância. Um pulso de excitação elétrico é aplicado ao transdutor, originando um pulso acústico que se propaga pelo meio até atingir a interface com a peça. Neste momento, parte do pulso é refletida e parte é transmitida para o interior do material. O pulso refletido (sinal *a*) retorna ao transdutor e é convertido em pulso elétrico; o pulso transmitido alcança a outra superfície da peça e é refletido, originando o sinal *b*. O tempo de propagação da onda pelo material (ida-e-volta), então, é calculado

como  $\Delta t = t_b - t_a$ . Além disto, a velocidade de propagação da onda ultra-sônica no interior da peça é determinada pela equação

$$c = \frac{2d}{\Delta t} , \quad (1.1)$$

sendo  $d$  a espessura da peça.



**Figura 1.1.** Medição do tempo de atraso de um sinal de ultra-som.

A determinação do tempo de atraso, portanto, em razão de ser a base para a inferência de outras propriedades dos materiais, deve apresentar elevada precisão e acurácia. Para que isto possa ser alcançado, são utilizados vários métodos, desde os analógicos, como a detecção de pico e por limiar, até os modelos matemáticos e estatísticos, como a correlação cruzada ou a envoltória do seu sinal analítico e a Transformada de Hilbert, implementados computacionalmente.

## 1.1 Revisão bibliográfica

### 1.1.1 Estimação do tempo de atraso

A estimação do tempo de atraso tem sido largamente estudada há pelo menos 40 anos, o que se reflete nos vários algoritmos desenvolvidos (VIOLA; WALKER, 2003b). Dentre estes métodos, destacam-se a correlação cruzada (normalizada e não-normalizada), a correlação de sinal híbrido, a correlação por coincidência de polaridade, o método de Meyr-Spies e a correlação normalizada. Outros comparam os dois sinais por meio da soma de sucessivas subtrações, como o SAD (Soma de Diferenças Absolutas) e o SSD (Soma de Diferenças Quadráticas), enquanto o da Covariância normalizada utiliza a covariância para a estimação (VIOLA; WALKER, 2003a). O uso da transformada de Hilbert também é citado por Cabot (1981) para o controle e medida de velocidade de um servo-motor, como um aperfeiçoamento ao uso da correlação cruzada. Além destes, a envoltória do sinal analítico da cor-

relação é indicada por Marple (1999b) como uma alternativa nos casos em que há deslocamento de fase deste sinal.

Nakahira et al. (2001) apresenta um correlator digital de polaridade que realiza a correlação de dois sinais representados em ponto-fixo previamente limitados e convertidos para a representação binária, permitindo significativas reduções de tempo de processamento e economia de *hardware*. No entanto, esta conversão gera perda de informação, o que, conseqüentemente, reduz a precisão da estimativa. O mesmo é notado no método da correlação de sinal híbrido ou correlação de meio bit, com a diferença que, neste caso, a conversão binária é realizada em apenas uma das entradas (VIOLA; WALKER, 2003a).

Mais recentemente, Angrisani e Moriello (2006) apresentaram um novo método testado em ponto-flutuante que, com o uso de um demodulador, extrai a envoltória do sinal de eco recebido e calcula a curva que melhor se ajusta à sua borda de subida. A partir desta curva, o ponto de início do eco pode ser determinado e, conseqüentemente, o tempo de propagação da onda. Segundo os autores, o método proposto apresenta desempenho em termos de vício e sensibilidade de ruídos tão bom quanto os demais métodos, com a vantagem de ser implementado de maneira mais fácil.

Diante da grande quantidade de métodos existentes, encontra-se o questionamento sobre a acurácia de cada um, o custo e a complexidade da implementação em hardware, além da influência que os parâmetros dos pulsos ultra-sônicos, como frequência, largura de banda e relação sinal-ruído, podem exercer sobre o resultado final. Em razão disto, pesquisas são realizadas de forma a comparar o desempenho de cada método, o que pode indicar as aplicações mais adequadas. Assim, Fertner e Sjölund (1986) avaliaram o desempenho de cinco estimadores em ponto-flutuante e observaram que este tipo de análise pode ser usada na determinação do número mínimo de amostras para cada método, a fim de se obter o mesmo desvio-padrão.

Seguindo a mesma linha de trabalho, Viola e Walker (2003a) compararam oito métodos de estimação de tempo de atraso, verificando que os métodos da correlação e covariância normalizadas e SSD apresentam vantagens na determinação do atraso em várias condições de pulso (frequência, largura de banda, relação sinal-ruído, dentre outros), enquanto o correlator digital de polaridade e o de sinal híbrido apresentam os maiores erros. Na análise da influência da semelhança entre os pulsos verificou-se que quanto maiores as diferenças, maiores são os erros. A variação da frequência dos pulsos mostrou que valores acima de 5 MHz apresentam erros próximos ao limite teórico (limite de Crámer-Rao), mas que pode haver uma diferença de até 25% entre os métodos analisados. Foi observado ainda que a largura de banda exerce pouca influência na comparação entre os métodos, embora sua variação tenha reduzido o nível de erros. Finalmente, verificou-se que a correlação cruzada é o método que requer menos amostras para atingir o mesmo desvio-padrão dos outros algoritmos.

Um ponto importante a ser analisado nos métodos é a resolução, que levará ou não a uma boa acurácia. No caso da correlação cruzada, por exemplo, este valor é limitado ao intervalo de amostragem. A estimação de valores menores que um período de amostragem, então, é realizada a partir de interpolações. Neste método, o mais comum é aproximar a região do máximo da função por uma parábola, mas de acordo com Boucher e Hassab (1981) esta aproximação provoca uma estimação viciada e dependente das condições dos pulsos. A mesma técnica pode ser empregada para a envoltória do sinal analítico da correlação, uma vez que seu pico aproxima-se de uma parábola. Já para a transformada de Hilbert, a interpolação é linear, tendo em vista que a região de interesse aproxima-se de uma reta.

### 1.1.2 Implementação em hardware

A implementação dos algoritmos de determinação de tempo de atraso em *hardware* dedicado também tem sido muito estudada, visto que tais pesquisas estão intimamente relacionadas ao desenvolvimento de robôs, equipamentos médicos, veterinários, de análise laboratorial e outros. Nestes casos, o computador é substituído por sistemas digitais de processamento de sinais mais compactos, como FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*), DSPs (*Digital Signal Processors*), microcontroladores, microprocessadores ou ainda por sistemas híbridos, ou seja, baseados em FPGA e DSP, por exemplo.

A escolha, entretanto, de um ou outro sistema não é uma tarefa fácil, já que depende de aspectos técnicos, como a velocidade de execução e taxa de processamento de dados requeridas, dificuldade de programação, flexibilidade, consumo de potência e tamanho do componente, e mercadológicos, como o custo total da solução final e o tempo de introdução no mercado (*time-to-market*) (FOWLER, 2006; MARVEN; EWERS, 1996). Dispositivos FPGA, por exemplo, possuem como atrativos a rápida execução e a habilidade de manipulação de multicanais, em decorrência de seu processamento paralelo. Por outro lado, seu consumo de potência e a necessidade de utilização de ferramentas de programação específicas podem inibir sua utilização em determinados projetos. Já os microcontroladores têm a vantagem do baixo custo, do tamanho reduzido e do baixo consumo de potência, embora possuam baixa capacidade de processamento de sinais e tempo de execução maior. Os DSPs, finalmente, são processadores de execução rápida e com várias ferramentas dedicadas ao processamento digital de sinais e ao processamento matemático, além de permitirem a programação em linguagem C. No entanto, seu fluxo seqüencial de dados limita a manipulação de múltiplos canais, além do que o apelo ao processamento digital de sinais torna escassas as ferramentas de processamento geral. A tabela 1.1 resume as características de cada um dos três dispositivos.

A utilização de processadores digitais de sinais é citada por Bambi et al. (2003, 2005), que descrevem um sistema integrado para a determinação da velocidade san-

**Tabela 1.1.** Características de FPGAs, DSPs e microcontroladores (modificado de FOWLER, 2006).

Dispositivo	Vantagens	Desvantagens
FPGA	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rápida execução</li> <li>- Processamento paralelo</li> <li>- Flexibilidade de programação</li> <li>- Habilidade de manipulação de multicanais</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tamanho do componente</li> <li>- Consumo de potência</li> <li>- Utilização de ferramentas de programação específicas</li> <li>- Podem ser mais caros</li> </ul>
Microcontrolador	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Baixo custo</li> <li>- Baixo consumo de potência</li> <li>- Tamanho de componente reduzido</li> <li>- Grande variedade de periféricos</li> <li>- Tempo de desenvolvimento reduzido</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Baixa capacidade de processamento de sinais</li> <li>- Execução lenta</li> </ul>
DSP	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Velocidade de execução média/rápida</li> <li>- Eficientes ferramentas de processamento digital de sinais</li> <li>- Possibilidade de baixo custo</li> <li>- Possibilidade de baixo consumo de potência</li> <li>- Possibilidade de tamanho reduzido</li> <li>- Programação em linguagem C</li> <li>- Processadores matemáticos especializados</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Escassas ferramentas de processamento geral</li> <li>- Fluxo seqüencial de dados</li> <li>- Manipulação de múltiplos canais limitada</li> </ul>

guínea e detecção dos movimentos das paredes das artérias. A base do sistema é o DSP TMS320C6202 (*Texas Instruments*), um dispositivo de ponto-fixa e 32 bits que opera a 200 MHz e é responsável pelo processamento em tempo real dos sinais de eco gerados pelas paredes e pelas células sanguíneas, além do controle das entradas analógicas. De acordo com os autores, o modelo foi escolhido em função da grande quantidade de cálculos e do complexo gerenciamento de dados, já que as operações para determinação da velocidade sanguínea são baseadas em transformadas de Fourier e os movimentos das artérias, nos algoritmos de autocorrelação e correlação cruzada. Os pequenos deslocamentos das frequências Doppler, cujas componentes são determinadas pela transformada de Hilbert, podem indicar a direção do fluxo sanguíneo.

O uso de microcontroladores é avaliado por Gueuning et al. (1997), na implementação de um método de medição de distância por ultra-som baseado na combinação do método da correlação cruzada com o deslocamento de fase, que se baseia na medição do deslocamento de fase entre o sinal transmitido e o recebido. A técnica proposta apresentou precisão melhor que 1 mm para distância de 1 m e foi implementada em um microcontrolador MC68HC16 (*Motorola*), com o mínimo de componentes conectados.

Finalmente, o emprego de dispositivos FPGA é abordado por Nakahira et al. (2001) na implementação do correlator digital de polaridade e por Ureña et al. (1999), para a implementação de um sistema de estimação de tempo de atraso para uso em robôs. Este tipo de sistema pode possuir vários transdutores e, para aumentar a acurácia, cada sinal deve ser processado isoladamente, ou seja, cada transdutor deve possuir seu próprio *hardware* de processamento. Isto aumenta a complexidade do sistema e o custo de implementação. Como alternativa, então, é proposto o uso de um dispositivo FPGA 4005E (*Xilinx*), que, por permitir a entrada de vários canais, substitui os circuitos isolados de cada transdutor. O sistema com quatro transdutores alcançou uma precisão de tempo de atraso de  $2 \mu\text{s}$  a  $4 \mu\text{s}$  para distâncias menores que 3 m. Um FPGA também foi utilizado por Lima (2003) para a estimação do tempo de atraso de sinais ultra-sônicos de um sistema de posicionamento acústico (APS - *Acoustic Positioning System*), para uso em veículos autônomos submarinos (AUV - *Autonomous Underwater Vehicle*). Além do processamento dos sinais, o dispositivo (XCV600E - *Xilinx*) é responsável também pelo controle dos ganhos das entradas analógicas e fornecimento do *clock* para a amostragem, a partir de um gerador de *clock*. A estimação do tempo de atraso foi testada com três métodos: filtro casado (filtro FIR de coeficientes iguais a amostras do sinal de interesse), filtro de duas correlações em cascata e demodulador-estimador (demodulação do sinal e detecção por meio de correlação). Verificou-se que o filtro casado apresentou melhor desempenho que os outros dois e que o aumento da largura de banda do sinal provoca redução na probabilidade da ocorrência de erros de ambigüidade (detecção pelos picos laterais do sinal). Além disto, observou-se que o uso do código de Barker de 13 bits gerou desvios-padrão de apenas  $0,02 \mu\text{s}$  para sinais com potência igual à potência de ruído e de  $10 \mu\text{s}$  para sinais com potência de ruído até 100 vezes maiores que a potência do sinal.

Diante do exposto, verifica-se que a correlação cruzada tem sido largamente utilizada, tanto com os próprios sinais adquiridos do sistema quanto com algum tratamento prévio, além dos casos em que é aplicada em conjunto com outros métodos. Já a transformada de Hilbert não vem sendo muito explorada, mas pode ser uma boa alternativa à interpolação realizada pós-correlação. O mesmo se pode dizer do método da envoltória, que pode favorecer a precisão nos casos em que haja grande atenuação entre os ecos.

Por outro lado, a implementação dos sistemas não tem englobado a avaliação da influência da aritmética de ponto-fixa nos algoritmos. No entanto, por este assunto estar diretamente relacionado com a implementação dos algoritmos de estimação de tempo de atraso em sistemas portáteis, é interessante que os problemas intrínsecos a esta implementação, como a quantização, e os erros associados sejam avaliados, comparando-se com os testes em ponto-flutuante.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é a implementação de métodos de determinação de tempo de atraso e a avaliação de questões como acurácia, esforço computacional exigido, técnicas de implementação e influência da aritmética de ponto-fixo. Para tanto, são realizadas simulações com sinais sintetizados e experimentais a partir de algoritmos implementados em MATLAB, que realiza operações em ponto-flutuante, e no DSP TMS320C5416 (*Texas Instruments*), que utiliza a aritmética de ponto-fixo.

## 1.3 Organização do trabalho

A primeira parte do trabalho (capítulos 2 e 3) refere-se à apresentação dos métodos de estimação de tempo de atraso e das técnicas de implementação. A parte seguinte (capítulos 4 e 5) contém a metodologia utilizada e os resultados experimentais alcançados a partir das simulações realizadas.

No capítulo 2, são apresentados alguns estimadores de tempo de atraso analógicos e digitais, com maior detalhamento para a correlação cruzada, a transformada de Hilbert e a envoltória do sinal analítico da correlação, que serão utilizados nas simulações. O capítulo 3 engloba as técnicas de implementação dos métodos, abordando o uso da aritmética de ponto-fixo e os erros que pode gerar, além das características do processador digital de sinais utilizado.

A parte experimental está contida nos capítulos 4 e 5. No primeiro, é descrita a metodologia de implementação e de simulação dos algoritmos nas duas plataformas (MATLAB e DSP), além dos ensaios com água destilada e acrílico. No capítulo 5, são apresentados os resultados e os comentários referentes às simulações e ensaios realizados. A conclusão e os comentários finais são registrados no capítulo 6.

## Capítulo 2

# Métodos de Estimação de Tempo de Atraso

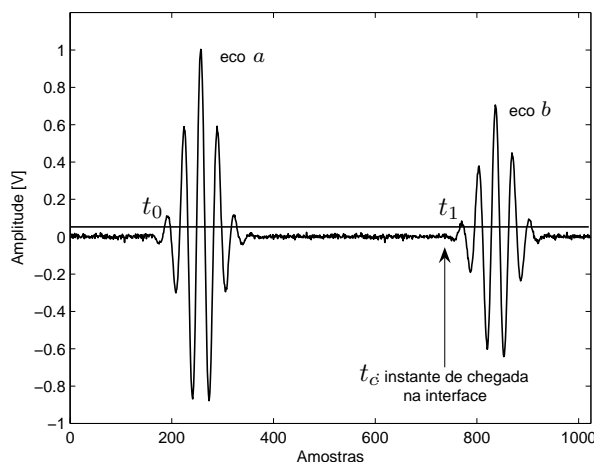
A estimação acurada do tempo de atraso das ondas ultra-sônicas é fundamental para a caracterização de materiais, principalmente aqueles nos quais a velocidade de propagação das ondas apresenta uma baixa sensibilidade à variação de algum componente ou parâmetro externo, como ocorre na concentração em emulsões (HIGUTI, 2001). Nestes casos, diferenças de 0,1 m/s na estimação podem ser cruciais na diferenciação de duas amostras.

Neste capítulo, apresentam-se alguns métodos de estimação da diferença do tempo de vôo entre dois sinais. Primeiramente, são apresentados dois métodos analógicos comumente utilizados, de simples implementação, mas que não privilegiam a acurácia. Em seguida, os métodos da correlação cruzada, transformada de Hilbert e envoltória do sinal analítico são apresentados com mais detalhes, uma vez que são utilizados neste trabalho. Por fim, são realizados alguns comentários a respeito de outros métodos desenvolvidos com o mesmo objetivo.

### 2.1 Métodos analógicos

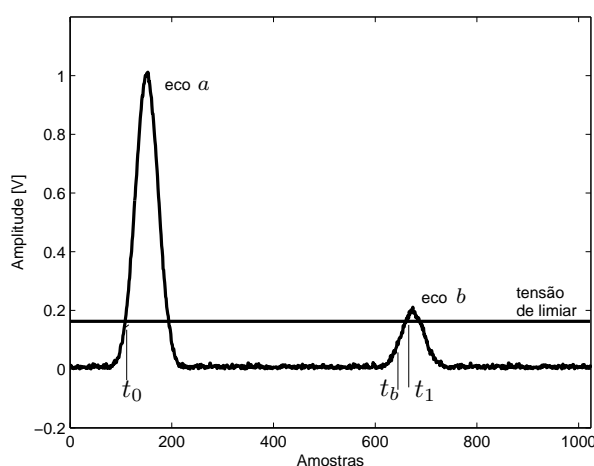
A detecção por limiar (*threshold*) e a detecção de pico são dois métodos analógicos muito comuns e ainda muito utilizados em aplicações que não exigem grande acurácia e privilegiam o baixo custo e a facilidade de implementação. Fazendo uma analogia com a figura 1.1, a detecção por limiar consiste na medição do intervalo de tempo a partir dos instantes em que os sinais de eco  $a$  e  $b$  recebidos pelo receptor ultrapassam um certo nível limiar (*threshold*) de tensão, como pode ser visto na figura 2.1. Em outras palavras, quando o primeiro sinal ultrapassa o referido nível de tensão é iniciada a contagem, realizada até que o sinal de eco alcance o mesmo limiar.

O problema desse tipo de estimação é que, em razão da atenuação dos ecos, o cruzamento dos sinais com o limiar pode se dar em pontos diferentes, conforme



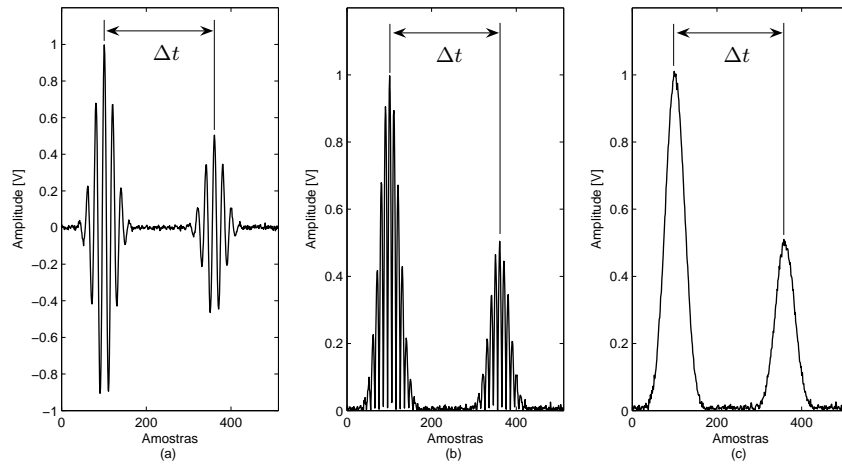
**Figura 2.1.** Detecção por limiar a partir do próprio sinal de ultra-som.

mostra a figura 2.2, que exibe a envoltória de dois sinais de eco. Nesta figura, é possível observar que o sinal de eco *a* ultrapassa o limiar a quase 20% do pico de sua envoltória, enquanto no sinal de eco *b*, este ponto está mais próximo do pico, o que gera um erro de  $\Delta t_b = t_1 - t_b$ . A solução para este problema seria a redução da tensão de limiar, porém níveis muito baixos poderiam gerar falsas detecções em razão dos ruídos. O uso de um amplificador logarítmico também poderia ser pensado, não se esquecendo que os ruídos seriam igualmente amplificados.



**Figura 2.2.** Erro introduzido na estimação do atraso por limiar.

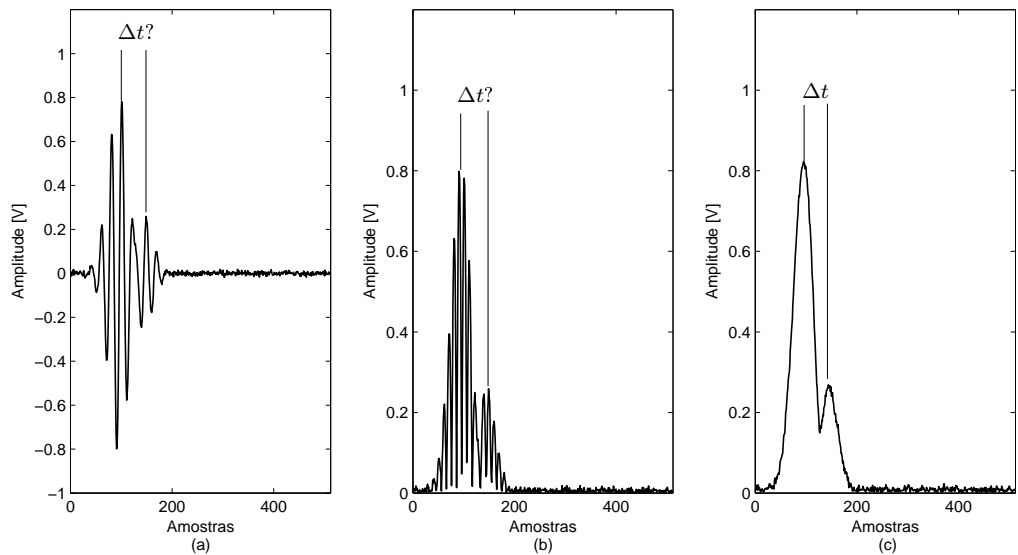
Já a detecção de pico estima o tempo de atraso entre dois sinais de eco através da detecção do valor máximo de cada um. Conforme mostra a figura 2.3, esta detecção pode ser realizada a partir dos próprios sinais de eco, pelo sinais retificados ou por sua envoltória (HIGUTI, 1994), que pode ser obtida analogicamente ou a partir da magnitude do sinal analítico (GAMMELL, 1981), cuja definição será apresentada na seção 2.4. Existe ainda a opção de ser realizada pelo sinal retificado e filtrado por



**Figura 2.3.** Estimação do tempo de atraso pela detecção de pico de dois sinais de eco: (a) pelo próprio sinal de eco; (b) pelo sinal de eco retificado; (c) pela envoltória do sinal de eco.

um filtro RC.

Esse método, quando utilizado com pulsos curtos, ou seja, de picos bem definidos, é mais preciso que o método de limiar, porém pode haver uma imprecisão na determinação do instante de pico em razão da derivada nula neste ponto. Para Gammell (1981), o uso da envoltória do sinal permite uma melhor resolução que os sinais retificados, possibilitando, inclusive, a detecção de ecos muito próximos, como mostra a figura 2.4.



**Figura 2.4.** Estimação pela detecção de picos de sinais de eco próximos entre si: (a) pelo próprio sinal; (b) pelo sinal retificado; (c) pela envoltória.

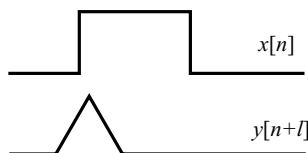
## 2.2 Correlação cruzada

A correlação cruzada é um método matemático que verifica o grau de similaridade entre dois sinais e, a partir disto, extrai as informações desejadas. Ou seja, embora de maior complexidade em comparação com os métodos analógicos, a operação envolve os sinais de eco por completo, o que melhora de maneira significativa a estimação do tempo de atraso (ADAMOWSKI et al., 1995). Em razão disto, é muito utilizada em radares, sonares, comunicações digitais e outras áreas da ciência e engenharia (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

A definição da correlação cruzada varia conforme a referência de sinal adotada. Neste trabalho, será utilizada a definição apresentada por Oppenheim e Schaffer (1999):

$$c_{xy}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n+l], \quad l = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (2.1)$$

sendo  $x[n]$  e  $y[n]$  sinais de tempo discreto. A equação 2.1 mostra que, se  $l$  é positivo, o sinal  $y[n]$  está adiantado em relação a  $x[n]$  (figura 2.5), enquanto valores negativos desta variável revelam  $y[n]$  atrasado.



**Figura 2.5.** Sinal  $y[n]$  adiantado em relação a  $x[n]$ .

Adaptando-se a equação 2.1 para o esquema apresentado na figura 1.1, supõe-se que  $x[n]$  é o sinal de eco  $a$  e  $y[n]$  é o sinal de eco refletido após a passagem pelo interior da peça, ou seja, sinal  $b$ . Considerando que este sinal refletido não sofra distorção, tem-se que

$$y[n] = Ax[n - D] \quad (2.2)$$

e

$$y[n+l] = Ax[n+l-D] \quad (2.3)$$

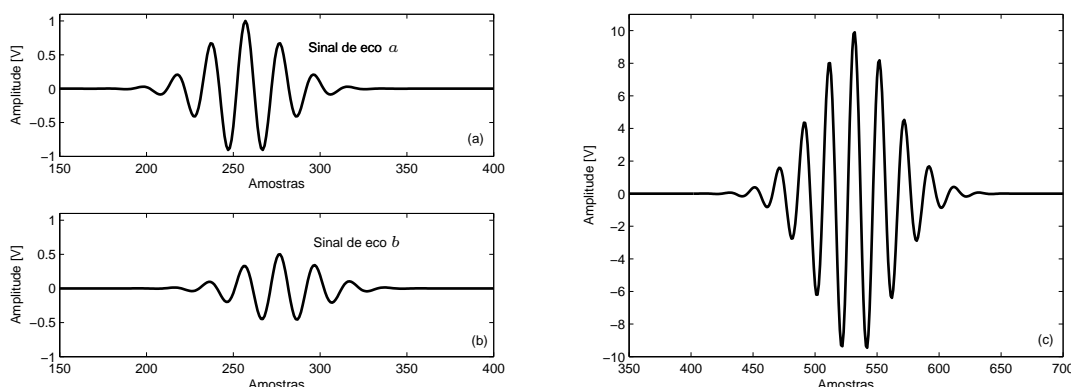
sendo  $A$  a atenuação introduzida pelo sistema e  $D$  a diferença em amostras entre o primeiro eco  $x[n]$  e o segundo eco  $y[n]$  (MARIOLI et al., 1992). Então, substituindo (2.3) em (2.1), a correlação cruzada entre as duas seqüências de duração finita  $N$  fica:

$$c_{xy}[l] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]\alpha x[n+l-D] = \alpha c_{xx}[l-D], \quad 0 \leq l < 2N-2 \quad (2.4)$$

onde  $c_{xx}[n]$  é a função de autocorrelação de  $x[n]$ . Das várias propriedades que esta função apresenta, as duas mais importantes para o problema da estimação do tempo de atraso são (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996):

- O ponto de máximo da função de autocorrelação localiza-se na origem, ou seja,  $\max(c_{xx}[l]) = c_{xx}[0]$ ;
- A função de autocorrelação é uma função par, ou seja,  $c_{xx}[l] = c_{xx}[-l]$ .

Portanto, a partir dessas propriedades, tem-se que o máximo da função de autocorrelação da equação (2.4), dá-se em  $l = D$ , exatamente o intervalo de tempo procurado. No entanto, para a determinação deste valor a partir do sinal de correlação, que tem comprimento  $2N-1$  e início em  $l = 0$ , é preciso subtrair o comprimento  $N$  dos sinais de entrada e somar 1 amostra. A figura 2.6 exibe dois sinais de eco de 512 pontos cada um, atrasados de 20 amostras entre si e o sinal de correlação cruzada com pico na amostra 531.



**Figura 2.6.** Sinais de eco sintetizados (a) e (b); correlação cruzada entre os dois sinais (c).

Na prática, embora realize-se a correlação entre dois sinais de eco diferentes, as condições apresentadas podem ser aplicadas com boas aproximações (HIGUTI, 2001).

A operação da correlação cruzada é muito similar à convolução entre duas seqüências, que é dada por:

$$z[n] = x[n] * y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]y[n-k]. \quad (2.5)$$

Com exceção da inversão de uma das seqüências em torno do zero, as operações intrínsecas à correlação cruzada são as mesmas da convolução: deslocamento de uma das seqüências; multiplicação das duas seqüências e a soma dos valores do vetor resultante deste produto (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996). Então, das equações 2.1 e 2.5, tem-se que a correlação também pode ser escrita como:

$$c_{xy}[l] = x[n] * y[-n] \quad (2.6)$$

Para otimizar o processo de cálculo da correlação cruzada, uma vez que tanto a definição apresentada na equação 2.1 quanto o cálculo pela convolução mostrado na equação 2.6 exigem muito esforço computacional (elevada carga de somas e multiplicações), pode-se utilizar a Transformada Discreta de Fourier (DFT), aproveitando a eficiência computacional do algoritmo da FFT (*Fast Fourier Transform*) (MARPLE, 1999b). Aplicando esta transformada, tem-se, então, a equação 2.6 escrita como:

$$C_{xy}[k] = X[k] \cdot Y^*[k] \quad (2.7)$$

onde, calculando-se a DFT com  $2N$  pontos, se  $x[n]$  e  $y[n]$  são reais,

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{2N} kn}, \quad k = 0 \dots 2N - 1$$

$$Y^*[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{j \frac{2\pi}{2N} kn}, \quad k = 0 \dots 2N - 1$$

Conforme dito no início da seção, a definição da correlação cruzada depende da referência adotada. Logo, é possível reescrever a equação 2.7 da forma

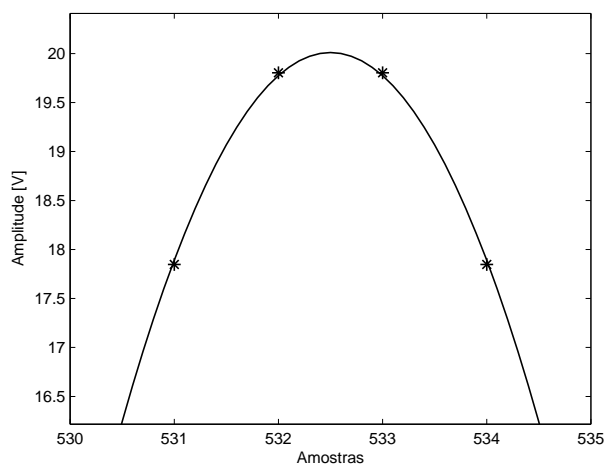
$$C_{xy}[k] = X^*[k] \cdot Y[k]. \quad (2.8)$$

Isto significa apenas que o sinal de correlação sofreu uma rotação em torno do zero, sem prejuízo na estimação do atraso.

É fundamental observar, no entanto que, independente do modo como o cálculo da correlação é realizado, na prática, este sinal é discreto em razão da amostragem dos sinais de eco e, portanto, sua resolução limita-se ao período de amostragem.

Essa limitação pode ser observada na figura 2.7, que mostra o pico de um sinal de correlação cruzada obtido a partir de dois pulsos atrasados de 20,5 amostras entre si. A figura detalha que nenhuma amostra coincide com o atraso  $D$  quando este não é inteiro, ocasionando, conseqüentemente, um erro em sua determinação. A melhora da resolução do método, então, é condicionada ao ajuste de uma curva em

torno da região de interesse. Uma das mais simples e utilizadas interpolações é a aproximação do pico do sinal de correlação por uma parábola a partir de três pontos (BOUCHER; HASSAB, 1981), também mostrada na figura 2.7. No entanto, Boucher e Hassab (1981) ponderam que este método pode introduzir vícios na determinação do atraso, que podem variar de acordo com a localização do atraso entre amostras, da relação sinal-ruído, das larguras de banda dos sinais e do ruído. Além destas variáveis, a frequência de amostragem também é um parâmetro que pode influenciar estes erros (CÉSPEDES et al., 1995).



**Figura 2.7.** Exemplo da limitação do método: ‘\*’ indica as amostras do sinal de correlação, que não coincidiram com o pico; ‘-’ mostra uma aproximação comum utilizada.

### 2.2.1 Erros introduzidos pelo vício na interpolação parabólica

O erro em razão do vício resulta do fato da curva ajustada ao pico do sinal não ser exatamente a mesma curva da região do pico da correlação, e sim apenas uma aproximação (CÉSPEDES et al., 1995). Então, considerando que o atraso tem a forma

$$D = p + \delta, \quad |\delta| \leq 0,5, \quad (2.9)$$

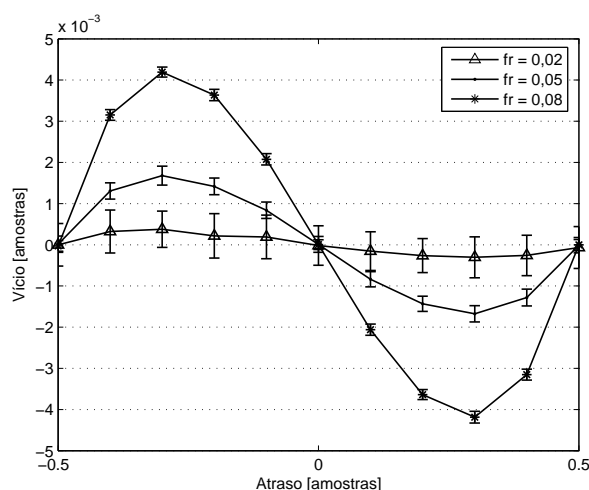
sendo  $p$  a parte inteira e  $\delta$  a parte fracionária, o vício  $b_\delta$  pode ser definido como:

$$b_\delta = \hat{\delta} - \delta \quad (2.10)$$

ou seja, a diferença entre a estimação da parte fracionária ( $\hat{\delta}$ ) e seu valor teórico.

Segundo Boucher e Hassab (1981), o erro em função da localização do atraso tem seu máximo na região de  $\delta = 0,3$ , conforme mostra-se na figura 2.8. Os valores

foram determinados a partir de sinais sintetizados com envoltória Gaussiana, sem atenuação, relação sinal-ruído de 60 dB, frequência relativa <sup>1</sup> variável na faixa de 0,02 a 0,08 e largura de banda de 0,0118 Hz. A parte positiva do eixo das abscissas corresponde a variações de atraso na faixa de 10,0 a 10,5 amostras, enquanto a parte negativa, de 9,5 a 10,0 amostras.



**Figura 2.8.** Variação do vício em função da localização do atraso e da frequência relativa (dados obtidos a partir de 100 medidas).

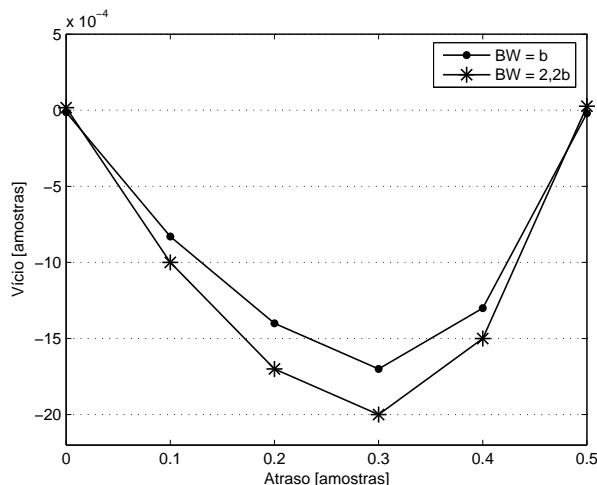
Como se observa na figura 2.8 e é relatado em (BOUCHER; HASSAB, 1981), o vício é mínimo quando o atraso coincide com a amostra do pico do sinal de correlação ( $\delta = 0$ ) ou quando localiza-se exatamente no meio de duas amostras ( $\delta = 0,5$ ); por outro lado, seu máximo é encontrado para um atraso fracionário próximo a  $\delta = 0,3$ . Além disto, como demonstrado teoricamente por Céspedes et al. (1995), o vício na porção negativa dos atrasos é anti-simétrico com relação à parte positiva.

A figura 2.8 mostra ainda que, quanto maior é a frequência relativa, maior é o vício do método. Esta afirmação pode receber duas interpretações válidas: mantendo-se a frequência do sinal, há diminuição dos erros para maiores frequências de amostragem. Em outras palavras, quanto mais próximas são as amostras, mais fiel é a aproximação da parábola com a região do pico da correlação, o que reduz o vício. Por outro lado, mantendo a taxa de amostragem fixa, obtêm-se menores erros quanto menor é a frequência central do transdutor.

Pode-se provar ainda que os erros de vício mantêm-se próximos enquanto as três amostras utilizadas para a interpolação parabólica localizam-se no mesmo semi-ciclo do sinal. Para que esta condição seja satisfeita, a frequência de amostragem deve ser de, pelo menos, seis vezes a frequência do sinal, fator maior que o estabelecido pelo teorema de Nyquist (CÉSPEDES et al., 1995).

<sup>1</sup>A frequência relativa  $f_r$  é a razão entre a frequência central  $f_0$  do pulso e a frequência de amostragem  $f_a$ .

A dependência do vício em termos da largura de banda do sinal é mostrada na figura 2.9, que exibe os valores para sinais com banda estreita e banda larga.



**Figura 2.9.** Variação do vício em função da largura de banda do transdutor ( $f_r = 0,05$ ,  $b = 0,0018$  Hz).

De acordo com a figura 2.9, observa-se que os erros de vício tendem a ser maiores para pulsos mais estreitos, ou seja, de banda mais larga (CÉSPEDES et al., 1995). No entanto, no exemplo apresentado, este crescimento mostra-se muito pequeno (menor que  $5 \cdot 10^{-4}$  amostras) em relação à diferença de mais de duas vezes na largura de banda do sinal.

Embora essa análise tenha abordado apenas a interpolação quadrática do pico da correlação cruzada a partir de três pontos, existem outras técnicas de interpolação desenvolvidas para esse problema, como a interpolação por cosseno (CÉSPEDES et al., 1995) e a interpolação através de filtros ótimos (HASSAB; BOUCHER, 1979). Alguns autores, inclusive, propõem a compensação do vício a partir de uma tabela de valores teóricos (LAI; TORP, 1999), porém, em função da dependência apresentada anteriormente, este compensador seria dedicado a um sinal de características específicas.

As simulações e ensaios realizados neste trabalho utilizam a técnica de interpolação quadrática, por ser largamente utilizada e de simples implementação, inclusive em *hardware*.

## 2.3 Transformada de Hilbert

Embora a correlação cruzada, em comparação com os métodos analógicos, melhore a precisão na determinação do tempo de atraso entre dois sinais, sua resolução limita-se, no caso dos sistemas de tempo discreto, ao período de amostragem. Melhoras neste parâmetro dependem de interpolações em torno do pico do sinal, porém,

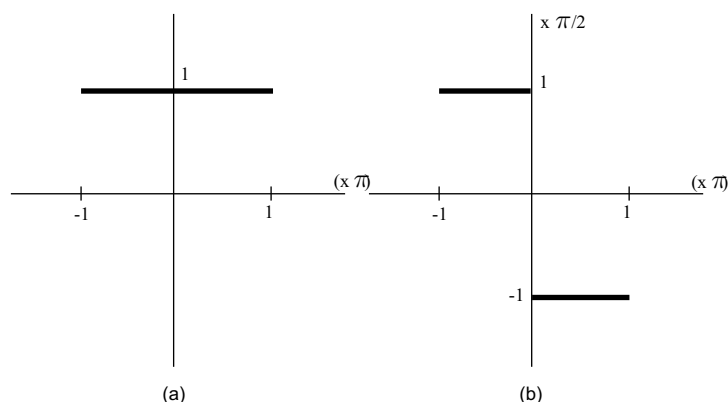
ainda assim, o método apresenta vícios que o impedem de estimar de maneira exata o atraso entre dois sinais, como visto na seção 2.2.

Uma alternativa a essas interpolações, apresentada por Cabot (1981), é a aplicação da transformada de Hilbert ao sinal de correlação, definida, no domínio do tempo discreto, como

$$\hat{x}[n] = x[n] * h_d[n], \quad (2.11)$$

sendo  $x[n]$  uma função de interesse (por exemplo, de correlação) e  $h_d[n]$  a resposta impulsiva do transformador de Hilbert ideal (AMBARDAR, 1999). A resposta em frequência de um transformador de Hilbert ideal é dada pela equação 2.12 (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996) e mostrada na figura 2.10.

$$H_d(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j & , \quad \text{para } 0 < \omega < \pi \\ j & , \quad \text{para } -\pi < \omega < 0 \end{cases} \quad (2.12)$$



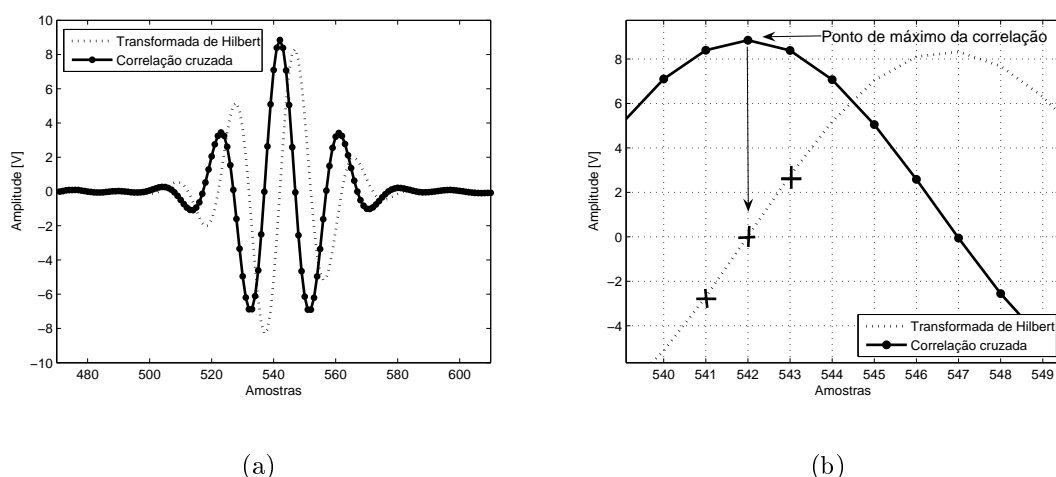
**Figura 2.10.** Resposta em frequência do filtro de quadratura: (a) magnitude; (b) fase.

Da mesma forma que na correlação cruzada, algumas propriedades da transformada de Hilbert são fundamentais para o problema de estimação de tempo de atraso (CABOT, 1981; HIGUTI, 2001):

- A transformada de Hilbert de uma função de autocorrelação é a correlação cruzada entre o sinal e sua própria transformada, ou seja,  $\hat{c}_{xx}[n] = c_{x\hat{x}}[n]$ ;
- A transformada de Hilbert de uma função par é uma função ímpar, o que implica, no caso da correlação, que  $\hat{c}_{xx}[n] = -\hat{c}_{xx}[-n]$ ;
- A transformada de Hilbert no instante em que a função de correlação atinge seu máximo é zero.

A última propriedade, ilustrada nas figuras 2.11(a) e 2.11(b), indica que os resultados obtidos com a aplicação da Transformada de Hilbert podem ser melhores que

os alcançados pelo método da correlação cruzada não-interpolada, uma vez que a determinação do ponto de cruzamento com o eixo das abscissas é mais fácil e precisa que a de um ponto de máximo. Na prática, a alta taxa de amostragem permite que esta região seja ajustada por uma reta a partir de três pontos da curva, alcançando bons resultados (HIGUTI, 2001). Não há registro, no entanto, de comparação deste método com o método de interpolação parabólica da correlação cruzada.



**Figura 2.11.** (a) Correlação cruzada e transformada de Hilbert correspondente; (b) detalhe da região de interesse dos dois métodos.

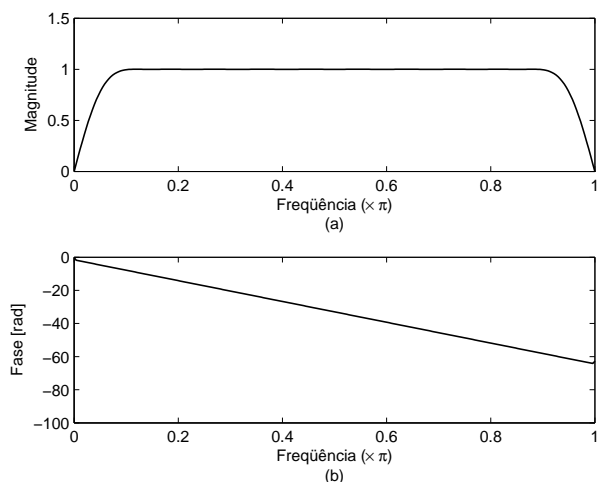
Greenberg e Sandeel (1994) alertam, no entanto, que podem haver vários cruzamentos com zero, principalmente nos casos em que a correlação cruzada resulta em sinal de banda estreita. A solução para este problema também pode ser observada na figura 2.11(b): como a transformada de Hilbert é realizada a partir do sinal de correlação, é possível delimitar a região de interesse da interpolação linear a partir do pico deste sinal, fazendo a correspondência entre este ponto e os adjacentes com os da curva de Hilbert.

A equação 2.12 mostra que o transformador de Hilbert pode ser obtido a partir de um filtro de quadratura. Calculando-se sua transformada inversa de Fourier, tem-se a resposta impulsiva ideal do transformador de Hilbert:

$$h_d[n] = \frac{1}{\pi} \left( \frac{1 - \cos \pi n}{n} \right), \quad -\infty < n < \infty. \quad (2.13)$$

Nota-se que a resposta impulsiva é anti-simétrica, ou seja,  $h_d[n] = -h_d[-n]$ , e tem duração infinita. Este fato, associado a um truncamento da resposta (por exemplo, através do janelamento), possibilita que a implementação do transformador seja realizada a partir de um filtro FIR tipo III ou IV, ressaltando que há um atraso intrínseco ao filtro de  $M/2$ , ou seja, metade de sua ordem. O resultado, então, do produto entre esta janela e  $h_d[n]$  é um filtro de magnitude unitária e fase linear

(OPPENHEIM; SCHAFER, 1999). A figura 2.12 exibe a resposta em frequência de um transformador de Hilbert projetado a partir de uma janela de Kaiser de ordem  $M = 40$  e fator de forma  $\beta = 6,69$ .



**Figura 2.12.** Resposta em frequência do transformador de Hilbert ( $M = 40$ ,  $\beta = 6,69$ ): (a) magnitude; (b) fase.

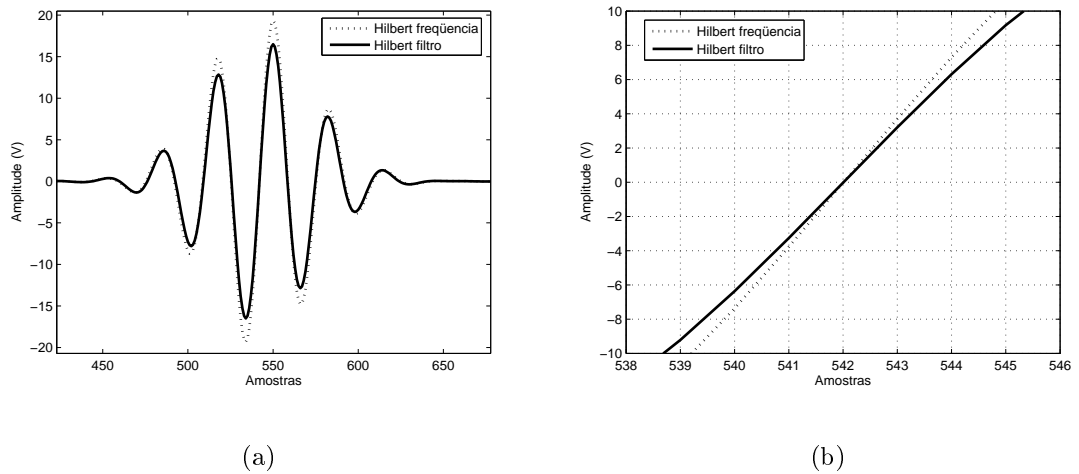
Como se pode observar na figura 2.12, para uma janela de ordem  $M$  par, tem-se um filtro FIR tipo III de fase linear. Como é característico deste tipo de filtro, a resposta em frequência é zero em  $\omega=0$  e  $\omega=\pi$ , de onde se conclui que o ganho unitário requerido pelo Transformador de Hilbert só será válido para uma faixa de frequências  $\omega_l < \omega < \omega_h$  (OPPENHEIM; SCHAFER, 1999).

O problema da nulidade em  $\omega = \pi$  pode ser solucionado utilizando-se  $M$  ímpar, gerando, assim, um filtro FIR tipo IV. No entanto, na aplicação em questão, que trabalha com sinais da ordem de MHz e frequências de amostragem muito superiores à de Nyquist, o espectro do sinal localiza-se no início do eixo, ou seja, o valor de  $M$  (par ou ímpar) não resolveria o problema. Portanto, a diferença de amplitude entre a transformada de Hilbert calculada em frequência e pelo filtro de quadratura é praticamente inevitável, como observa-se na figura 2.13(a). No entanto, tal diferença, pelo menos a priori, não gera discrepâncias na medição do cruzamento com o zero 2.13(b).

Já do ponto de vista computacional, o uso de um filtro FIR tipo III proporciona melhor eficiência, tendo em vista que os coeficientes de índice par do filtro são nulos. Isto faz com que o número de operações matemáticas seja consideravelmente reduzido (OPPENHEIM; SCHAFER, 1999).

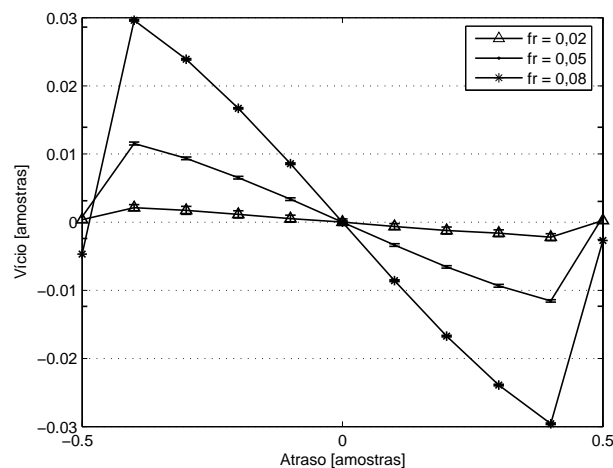
### 2.3.1 Erros introduzidos pelo vício na interpolação linear

Da mesma forma que ocorre com a interpolação parabólica da correlação cruzada, a interpolação linear também gera erros de vício, definido pela equação 2.10. A figura



**Figura 2.13.** (a) Diferenças entre a transformada de Hilbert em frequência e pelo filtro de quadratura a partir de sinais com frequência relativa de 0,05Hz/Hz; (b) detalhe do cruzamento com o zero: embora as curvas não coincidam, o cruzamento dá-se no mesmo ponto.

2.14 ilustra as curvas de vício para três valores de frequência relativa do sinais em função da localização do atraso, obtidas a partir de sinais com  $\text{SNR} = 60$  dB e largura de banda de 0,0118 Hz.

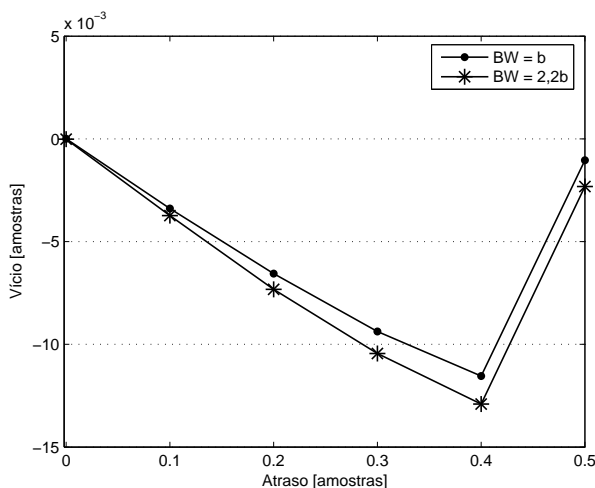


**Figura 2.14.** Vício gerado pela interpolação linear da transformada de Hilbert (dados obtidos a partir de 100 medidas).

Ao contrário do que se observa nos vícios da interpolação parabólica apresentados na figura 2.8, o erro da interpolação linear tem seu máximo em  $\delta = 0,4$ . As demais características são semelhantes ao que ocorre naquele caso, ou seja, o erro é mínimo para  $\delta = 0$  e  $\delta = 0,5$  (embora tenha ocorrido uma pequena diferença para  $f_r = 0,08$  em  $\delta = 0,5$  amostras) e o vício na parte negativa dos atrasos é anti-simétrico ao da parte positiva. Por outro lado, é notado que os valores de vício neste caso chegam a ser cerca de 7 vezes maiores que os da correlação cruzada, o que sugere que, para um

sinal com estas características de relação sinal-ruído e largura de banda, o método de Hilbert seja menos exato que a correlação.

Em relação ao aumento da largura de banda, verifica-se, conforme a figura 2.15, um aumento do vício maior que a variação verificada para a correlação, o que indica que o método é mais sensível a este tipo de mudança. Para  $\delta = 0,05$ , inclusive, nota-se que o vício, embora pequeno, não é nulo, como no ocorre na correlação.



**Figura 2.15.** Variação do vício da transformada de Hilbert em função da largura de banda dos pulsos ( $f_r = 0,05$ ).

## 2.4 Envoltória do sinal analítico

Um outro método para a estimação do tempo de atraso utiliza o pico da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada. O sinal analítico de uma função  $x(t)$  é dado por (OPPENHEIM; SCHAFER, 1999):

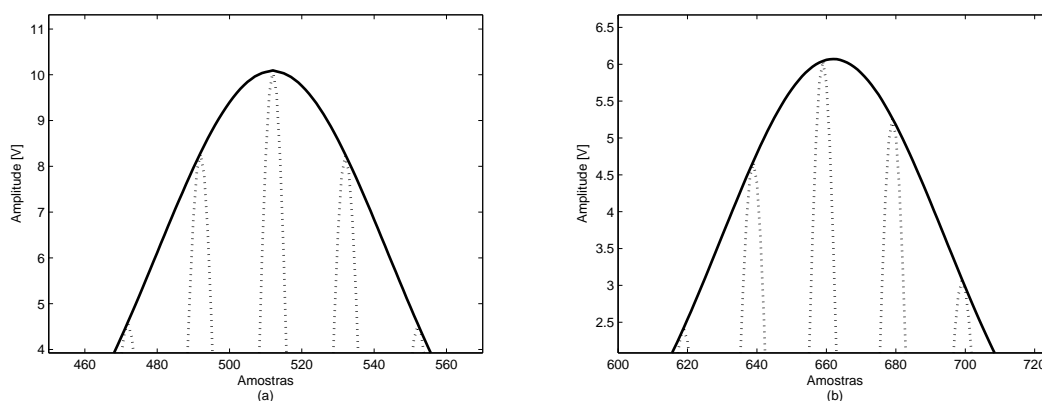
$$x_a(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \tag{2.14}$$

sendo  $\hat{x}(t)$  a transformada de Hilbert da função  $x(t)$ , que pode ser calculada a partir da equação 2.11. Já a envoltória do sinal analítico é determinada pela magnitude de  $x_a(t)$ .

Gammell (1981) foi um dos primeiros a utilizar esse conceito, como alternativa aos métodos analógicos de retificação e filtragem RC para detecção de sinais ultrassônicos para aplicações médicas e de ensaios não-destrutivos. No entanto, neste caso, a metodologia envolvia apenas a extração da envoltória do sinal de eco, obtendo-se, assim, uma melhor resolução na construção de imagens.

Por outro lado, segundo Marple (1999a, 1999b), o uso do sinal analítico reduz os vícios de estimação. Além disto, a extração da envoltória do sinal analítico da

correlação cruzada pode gerar melhores resultados que a própria correlação, principalmente nos casos em que há deslocamento de fase deste sinal. Isto ocorre porque, nestes casos, o pico da envoltória não coincide com o pico da correlação, como mostra a figura 2.16. Na prática, este fato é percebido quando há deformação nos sinais de eco.



**Figura 2.16.** Efeito do deslocamento de fase do sinal de correlação na envoltória do sinal analítico: (a) sem deslocamento de fase; (b) deslocamento de fase de 150 amostras - os picos da correlação e da envoltória não coincidem.

Como pode ser visto na figura 2.16, a região do pico do sinal da envoltória aproxima-se de uma parábola. Portanto, a estimação do tempo de atraso pode ser feita a partir de uma interpolação parabólica nesta região, da mesma forma que é realizada no sinal da correlação. Entretanto, algumas simulações realizadas mostraram que, neste caso, os vícios da interpolação não possuem um comportamento característico, como observado na correlação cruzada e na transformada de Hilbert. A única observação que é possível fazer é a de que, a uma relação sinal-ruído de 60 dB, o valor médio do vício é da ordem de  $10^{-4}$  amostras, independente da frequência relativa ou da largura de banda, portanto, menor que o encontrado para os outros métodos.

## 2.5 Comentários

A estimação do tempo de propagação de ondas ultra-sônicas pode ser realizada através de vários métodos, porém a escolha de um ou outro depende da aplicação proposta. Métodos analógicos são simples e baratos, porém geram erros na estimação que podem prejudicar o funcionamento de alguns sistemas; já os modelos matemáticos, embora mais acurados, são mais complexos e exigem processamento digital em computadores ou algum tipo de dispositivo de processamento, como FPGAs e DSPs, o que pode encarecer o projeto e o tempo de introdução do produto final no mercado.

Nos casos em que o tempo de atraso é menor que um período de amostragem, a acurácia da correlação cruzada depende de algum tipo de interpolação em torno da região do máximo do sinal resultante. Uma das mais comuns é a parabólica, porém também pode ser aplicada a transformada de Hilbert como alternativa. Estes métodos, além da envoltória do sinal analítico da correlação, serão avaliados nos próximos capítulos, em simulações com sinais sintetizados e ensaios com sinais reais.

O próximo capítulo apresenta alguns detalhes sobre a representação em ponto-fixe e os possíveis erros que a conversão pode gerar. Além disto, trata do DSP utilizado nas implementações para verificação do comportamento dos algoritmos sob esta aritmética.

## Capítulo 3

# Implementação dos Métodos de Estimação de Tempo de Atraso em DSP

Sistemas digitais podem ser implementados empregando-se vários tipos de dispositivos, como processadores digitais de sinais (DSPs), dispositivos FPGA, microcontroladores ou microprocessadores. A escolha de um ou outro dispositivo varia de acordo com a taxa de processamento necessária, a exigência ou não de processamento em tempo real (MARVEN; EWERS, 1996), o custo total da solução final e o tempo necessário para implementação. Há que se atentar, no entanto, que tais dispositivos, tipicamente, utilizam a aritmética de ponto-fixo para a representação dos valores digitalizados.

Os algoritmos desenvolvidos para as simulações e ensaios apresentados neste trabalho foram implementados no MATLAB e no DSP TMS320C5416 (*Texas Instruments*), um processador digital de sinais de 16 bits que utiliza a aritmética de ponto-fixo. Por isto, este capítulo apresenta os fundamentos básicos desta representação, com os possíveis erros a ela pertinentes, e uma visão geral do dispositivo programável.

### 3.1 Representação de números em ponto-fixo

O interesse na utilização de dispositivos que executam operações em ponto-fixo é motivado pela redução de custos que representa, em razão de serem largamente utilizados em aplicações produzidas em grande volume, como a digitalização dos sistemas de telecomunicações (FRANTZ; SIMAR, 2004). Além disto, as operações nesta representação, para uma mesma faixa dinâmica<sup>1</sup> e precisão, são sempre mais

---

<sup>1</sup>Define-se faixa dinâmica como a razão entre o menor e o maior número que pode ser representado pelo dispositivo (ELAM; IOVESCU, 2003).

eficientes que em ponto-flutuante do ponto de vista da velocidade, área e consumo de potência, uma vez que requerem menos quantidade de portas lógicas (GAFFAR et al., 2004; ELAM; IOVESCU, 2003).

A dificuldade de programação em dispositivos que utilizam essa aritmética também já foi superada. Nos dias de hoje, as avançadas ferramentas de modelagem matemática, as bibliotecas de funções matemáticas e o uso da linguagem C facilitaram sobremaneira o desenvolvimento de aplicações complexas, mesmo com números reais (FRANTZ; SIMAR, 2004).

No entanto, a conversão para ponto-fixa pode causar erros nos resultados das operações semelhantes aos erros de quantização observados na conversão analógico-digital. A razão para tal fato é que os sinais devem ser escalonados para se adequarem à faixa dinâmica e ao comprimento de palavra do processador (MARVEN; EWERS, 1996), causando perda de informação.

A composição de um número binário representado em ponto-fixa é semelhante à de um número decimal: valores à esquerda do ponto representam a parte inteira do número e valores à direita representam a parte fracionária (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996). Generalizando, então, um número real  $X$  é aproximado da seguinte forma na base  $r$ :

$$X \cong \sum_{i=-A}^B b_i r^{-i} = (b_{-A}, \dots, b_{-1}, b_0, b_1, \dots, b_B)_r, \quad 0 \leq b_i \leq (r - 1) \quad (3.1)$$

sendo que:

- $r$  é a base (binária, decimal, etc);
- $b_i$  são dígitos (0 a  $r - 1$ );
- $A + 1$  é o número de dígitos da parte inteira;
- $B$  é o número de dígitos da parte fracionária.

Então, no caso binário, a base  $r$  é igual a 2 e os dígitos  $b_{-A}$  e  $b_B$  são chamados, respectivamente, de bit mais significativo (MSB) e bit menos significativo (LSB). O ponto binário entre os bits  $b_0$  e  $b_1$ , no entanto, não existe fisicamente no computador, sendo levado em conta apenas pelos circuitos lógicos da máquina.

Quanto à faixa dinâmica de valores, considerando o formato inteiro ( $A = n - 1$ ,  $B = 0$ ) pode-se representar  $2^n$  valores (de 0 a  $2^n - 1$ ). Alternativamente, para números fracionários ( $A = 0$ ,  $B = n - 1$ ) a faixa de representação vai de 0 a  $1 - 2^{-n}$  (com o ponto binário situado entre  $b_0$  e  $b_1$ ).

As semelhanças entre as representações binária e decimal deixam de existir quando se trata de valores negativos, uma vez que o caractere que nega o valor

(“ – ” no sistema decimal) não faz parte da linguagem digital. Diante disto, considerando um número  $X = 0, b_1 b_2 \dots b_B$  positivo, sua representação negativa pode ser realizada de três formas (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996):

- **formato de sinal-magnitude:** neste formato, o bit mais significativo é igualado a 1 para representar o sinal negativo, ou seja,

$$-X = 1, b_1 b_2 \dots b_B.$$

- **formato de complemento de um:** semelhante ao formato de sinal - magnitude, difere apenas na parte fracionária, onde cada bit é substituído pelo seu complemento. Desta forma,

$$-X = 1, \bar{b}_1 \bar{b}_2 \dots \bar{b}_B.$$

- **formato de complemento de dois:** formato preferido pelos fabricantes e programadores (MATHWORKS, 1999; OPPENHEIM; SCHAFER, 1999), como o próprio nome diz, este formato de representação utiliza o complemento de dois para gerar números binários negativos. O complemento de dois é gerado adicionando-se 1 ao bit menos significativo do número original representado em complemento de 1. Assim, se  $X$  é um número binário, o negativo correspondente em complemento de dois é

$$-X = 1, \bar{b}_1 \bar{b}_2 \dots \bar{b}_B + 0, 00 \dots 1.$$

## 3.2 Erros associados à representação em ponto-fixa

De acordo com o apresentado no início deste capítulo, a representação de números em ponto-fixa gera erros semelhantes aos erros de quantização, em razão do comprimento finito das palavras. Esta seção aborda de maneira qualitativa dois tipos de erros: os de arredondamento e truncamento e os resultantes da quantização dos coeficientes de filtros.

### 3.2.1 Erros resultantes de arredondamento e truncamento

Os erros gerados por arredondamento e truncamento são dois problemas básicos quando se trabalha com a conversão analógico-digital ou mesmo entre valores digitais de diferentes números de bits. Num sistema digital de  $b$  bits, por exemplo,

a multiplicação de dois números de  $b$  bits em ponto-fixa (sendo um bit de sinal) gerará como resultado um valor com  $2b - 1$  bits, o qual deverá ser truncado ou arredondado para  $b$  bits para evitar *overflow* (PARHI, 1999).

De acordo com Proakis e Manolakis (1996), os efeitos dessas operações, que podem ocorrer tanto em ponto-fixa como em ponto-flutuante, são dependentes da quantidade de bits do valor original e da quantidade após a quantização, além da própria forma de representação dos valores. Considerando-se, então, uma representação em ponto-fixa de um número  $x$  com  $b_u$  bits a ser quantizado para  $b$  bits ( $b < b_u$ ), tem-se que o erro de truncamento para o formato sinal-magnitude, por exemplo, é simétrico em torno do zero, limitando-se à faixa

$$-(2^{-b} - 2^{-b_u}) \leq E_t \leq (2^{-b} - 2^{-b_u}). \quad (3.2)$$

Já para o formato de complemento de dois, esse erro produz sempre valores menores que o original, ou seja,

$$-(2^{-b} - 2^{-b_u}) \leq E_t \leq 0. \quad (3.3)$$

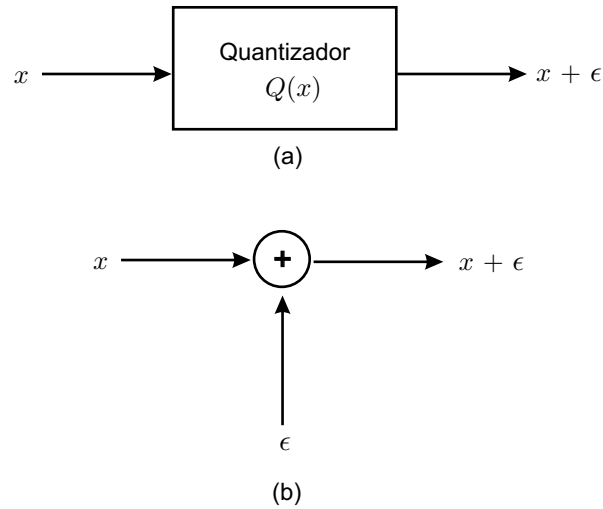
Por outro lado, os erros por arredondamento independem da forma de representação dos números em ponto-fixa. O máximo erro que pode ser introduzido, então, é  $(2^{-b} - 2^{-b_u})/2$ , que pode ser negativo ou positivo, dependendo do valor de  $x$ . Portanto, da mesma forma que o truncamento no formato de sinal-magnitude, o erro por arredondamento é também simétrico em torno de zero e limitado por (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996):

$$-\frac{1}{2}(2^{-b} - 2^{-b_u}) \leq E_r \leq \frac{1}{2}(2^{-b} - 2^{-b_u}). \quad (3.4)$$

De maneira geral, esses dois erros são tratados como erros de quantização, podendo-se modelar um quantizador  $Q(x)$  como um sistema que introduz um ruído aditivo  $\epsilon$  em um valor  $x$  a ser quantizado (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996), como mostra a figura 3.1. A saída do sistema, então, será dada por:

$$Q(x) = x + \epsilon \quad (3.5)$$

sendo que  $\epsilon$  pode assumir os valores de  $E_t$  para os erros de truncamento e  $E_r$  para os erros de arredondamento definidos anteriormente. Na hipótese do valor  $x$  ser uma amostra de um sinal analógico, considera-se  $b_u$  tendendo ao infinito.



**Figura 3.1.** Modelo de análise de erros: (a) sistema real; (b) modelo de ruído aditivo.

Na prática, a medida do erro de quantização resultante da conversão de um número para ponto-fixa é dada pela relação sinal-ruído de quantização, expressa em decibéis (dB), ou seja,

$$SNR_q = 6,02b + 10,8 - 20 \log_{10} \left( \frac{X_m}{\sigma_x} \right) \quad [\text{dB}] \quad (3.6)$$

sendo  $X_m$  o valor de fundo de escala do quantizador e  $\sigma_x$  o valor *rms* do sinal, necessariamente menor que sua amplitude. Segundo Oppenheim e Schaffer (1999), no caso específico de sinais com distribuição de amplitudes Gaussiana, somente uma pequena parte das amostras tem amplitude maior que  $4\sigma_x$ , o que permite assumir que  $\sigma_x = X_m/4$ . Assim, a equação 3.6 pode ser aproximada por

$$SNR_q \approx 6b - 1,25 \quad [\text{dB}]. \quad (3.7)$$

Então, de acordo com a equação 3.6, como  $X_m$  e  $\sigma_x$  são, respectivamente, parâmetros do quantizador e do sinal, pode-se dizer que cada bit adicionado gera um aumento de 6 dB na relação sinal-ruído de quantização (OPPENHEIM; SCHAFFER, 1999).

### 3.2.2 Erros resultantes da quantização de coeficientes de filtros

As operações de filtragem são realizadas utilizando-se sistemas de tempo discreto lineares invariantes no tempo (SLIT), implementados através de filtros FIR (*Finite Impulse Response*) ou IIR (*Infinite Impulse Response*) que possuem coeficientes de elevada acurácia - tipicamente valores em ponto-flutuante de 32 bits (OPPENHEIM;

SCHAFFER, 1989). Entretanto, a implementação de tais estruturas em ponto-fixa torna obrigatória a redução da quantidade de bits, o que gera erros de truncamento e arredondamento nos coeficientes conforme descrito na seção anterior. Na prática, conseqüentemente, os valores passam a ser diferentes dos calculados, fazendo com que os pólos e zeros do sistema real sejam diferentes do teórico, afetando a resposta em frequência do filtro (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996).

No caso dos filtros FIR, que podem ser utilizados para o cálculo da transformada de Hilbert e cuja função de transferência é dada por

$$H(z) = \sum_{n=0}^M h[n]z^{-n}, \quad (3.8)$$

sendo  $M$  a ordem do filtro, a preocupação recai somente sobre os zeros da função de transferência (equação 3.8), uma vez que os pólos concentram-se em  $z = 0$  (OPPENHEIM; SCHAFFER, 1989).

Em um processo de quantização, um novo conjunto de coeficientes é gerado, agregando-se um erro  $\Delta h[n]$ :

$$\bar{h}[n] = h[n] + \Delta h[n] \quad (3.9)$$

e influenciando na função de transferência do sistema, que passa a ser dada por:

$$\bar{H}(z) = \sum_{n=0}^M \bar{h}[n]z^{-n} = H(z) + \Delta H(z) \quad (3.10)$$

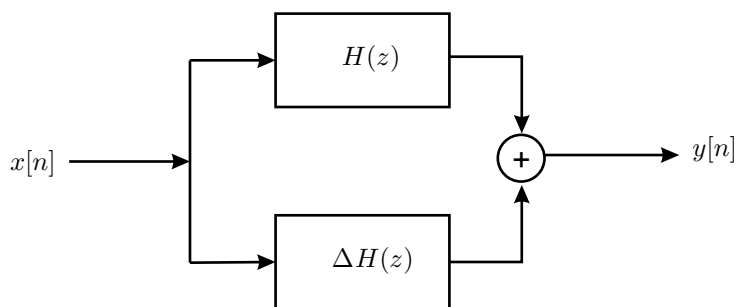
sendo

$$\Delta H(z) = \sum_{n=0}^M \Delta h[n]z^{-n}. \quad (3.11)$$

A equação 3.10 permite interpretar um sistema FIR quantizado pelo diagrama de blocos da figura 3.2, que mostra o sistema não-quantizado em paralelo com um sistema de erros, cuja resposta impulsiva é a seqüência de amostras de erro de quantização  $\Delta h[n]$  e a função de transferência é a respectiva transformada  $z$ , dada pela equação 3.11 (OPPENHEIM; SCHAFFER, 1989).

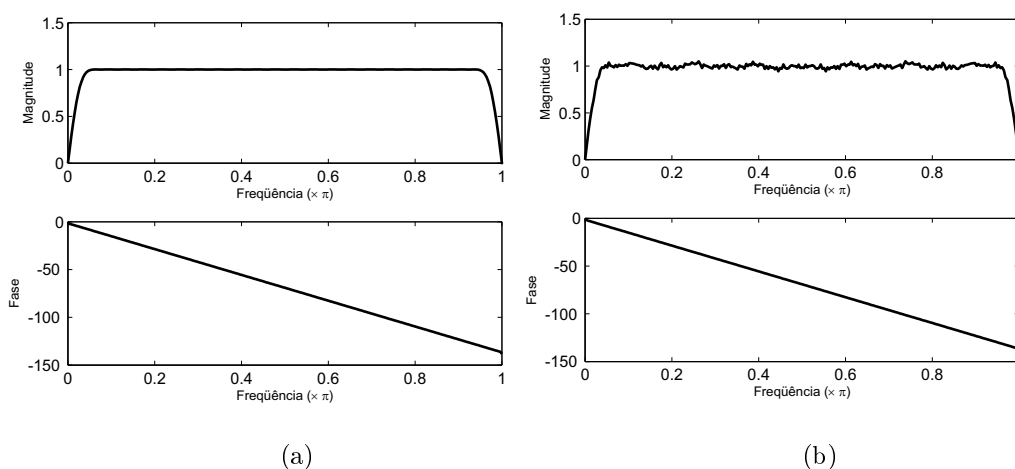
Vale ressaltar que, independente da quantização, filtros FIR de fase linear satisfazem a propriedade

$$H(z) = \pm z^{-M} H(z^{-1}) \quad (3.12)$$



**Figura 3.2.** Quantização de coeficientes em um sistema FIR.

o que implica que as raízes do polinômio  $H(z)$  são idênticas às do polinômio  $H(z^{-1})$  e, conseqüentemente, devem ocorrer aos pares. Além disto, no caso em que os coeficientes do filtro (ou seja, a resposta impulsiva  $h[n]$ ) são reais, as raízes são pares complexos conjugados. Em razão disto, a quantização afeta somente a magnitude dos filtros, mantendo sua característica de fase linear (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996). Este fato pode ser observado na figura 3.3, que apresenta a resposta em freqüência de um transformador de Hilbert projetado a partir de um filtro FIR tipo III de ordem 86 em ponto-flutuante e em ponto-fixa, quantizado com 9 bits.

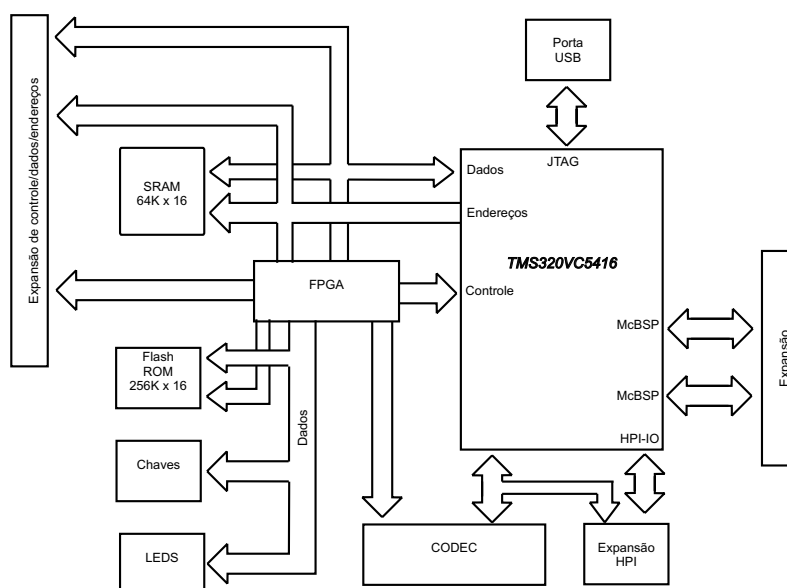


**Figura 3.3.** Magnitude e fase de um transformador de Hilbert de ordem  $M = 86$ : (a) ponto-flutuante; (b) ponto-fixa, quantizado com 9 bits.

Para evitar a flutuação observada na magnitude do filtro quantizado da figura 3.3, Proakis e Manolakis (1996) afirmam que os coeficientes de um filtro FIR com ordem de até 255 devem ser representados por pelo menos 12 bits. Nos casos de ordens mais elevadas ou nos quais o comprimento de palavra não pode alcançar tal valor, deve-se realizar a implementação através do cascadeamento de filtros de menores ordens.

### 3.3 Hardware de implementação

O *hardware* utilizado para o desenvolvimento deste trabalho foi a placa de desenvolvimento (*Starter kit*) TMS320VC5416 DSK da *Spectrum Digital*, que tem como processador principal o DSP TMS320VC5416 da *Texas Instruments*. Além disto, possui diversos periféricos como elementos de entrada e saída externos, *codec* para conversão analógico-digital e digital-analógica, memórias RAM (*Random-access memory*) e ROM (*Read-only memory*) e interface de expansão (SPECTRUM DIGITAL, 2002), como mostra o diagrama de blocos da figura 3.4.



**Figura 3.4.** Diagrama de blocos da placa de desenvolvimento TMS320VC5416 DSK (Modificado de SPECTRUM DIGITAL, 2002).

A memória *Flash* ROM, com capacidade de 4 Mb, é utilizada para a gravação do código-fonte e inicialização (*boot*) do processador, enquanto a memória SRAM (1 Mb) é reservada para dados (SPECTRUM DIGITAL, 2002). Ambas são utilizadas para expandir a capacidade de memória interna do DSP.

A conversão A/D e D/A é de responsabilidade do *codec* PCM3002 da *Burr-Brown*, um conversor de 16 bits com entrada e saída analógicas em modo estéreo. Emprega modulação sigma-delta e possui frequência de amostragem de até 48 kHz, mas pode ser configurado para operar em frequências mais baixas (BURR-BROWN, 2000). Na placa de desenvolvimento, são disponibilizadas duas entradas (áudio e microfone) e duas saídas (áudio e alto-falante) analógicas.

A comunicação entre a placa e o computador para a programação do DSP e a transmissão de dados é realizada por uma porta USB (*Universal Serial Bus*), o que permite o desenvolvimento do código e o *debug* sem a necessidade de um emulador externo. Durante a programação, transmissão de dados e processamento, a atividade da placa é indicada através de um LED. A C5416 DSK também permite a interatividade com o usuário através de quatro chaves, que podem ser utilizadas



a memória ROM só pode ser mapeada no espaço de programas, podendo estocar até 16K palavras de 16 bits, ou seja, 256Kb. Da mesma forma que a memória ROM da placa, é esta memória que armazena a inicialização (*boot*) do processador. A vantagem da utilização das memórias internas é o melhor desempenho, já que não requerem estados de espera (*wait states*), além do melhor fluxo pelo *pipeline* de barramentos (TEXAS INSTRUMENTS, 2005).

O C5416 possui ainda alguns periféricos internos, como (TEXAS INSTRUMENTS, 2005):

- *Software* gerador de estados de espera: responsável por estender os ciclos de barramentos para as memórias externas ao processador;
- Chaveador de bancos programável: permite ao dispositivo comutar entre bancos de memória externos sem requerer estados de espera externos;
- Porta de interface (HPI): dispositivo bidirecional, é utilizado para o interfaceamento do DSP com outros processadores de 8 ou 16 bits;
- Portas seriais multicanais bufferizadas: em número de três, provêem acesso direto, de alta velocidade e no modo *full-duplex* a outros dispositivos C54x, codecs e outros elementos do sistema. Podem transmitir dados de até 32 bits.
- *Timer*: circuito de temporização de 16 bits;
- Gerador de *clock*: provê o *clock* ao dispositivo, permitindo que o projetista escolha entre uma fonte externa ou um circuito com cristal ressonante;
- Interface paralela externa (XIO2): realiza a interface do procesador com dispositivos externos, como memórias;
- Controlador DMA (*Direct Memory Access*): controla a transferência de dados no mapa de memória sem a intervenção da CPU. Possui seis canais programáveis independentes, permitindo movimentos entre memória interna de programa e/ou dados, periféricos internos e dispositivos de memória externos.

A unidade central de processamento (CPU) é comum para todos os processadores da família C54x, e contém unidade lógica aritmética (ALU) e dois acumuladores de 40 bits, deslocador de bits, multiplicadores, somadores, unidade de comparação, seleção e armazenamento (CSSU), unidade de geração de endereçamento de dados e unidade de geração de endereçamento de programas (TEXAS INSTRUMENTS, 2001. v.1.).

A programação do DSP é realizada em linguagem C mas a linguagem *Assembly* também pode ser diretamente empregada. Uma das facilidades proporcionadas pela utilização da linguagem C é que, além da possibilidade de uso das bibliotecas

mais comuns intrínsecas a esta linguagem, como *stdio.h* e *math.h*, pode-se utilizar também as funções da biblioteca DSPLib, desenvolvida pela *Texas Instruments* para os processadores da família 54x. Trata-se de um conjunto de mais de 50 rotinas de cálculos específicos para o processamento digital de sinais, incluindo transformadas de Fourier, filtragem, convolução, correlação, e algumas funções trigonométricas, matemáticas e matriciais. Em função dos códigos otimizados, a utilização destas funções proporciona maior eficiência computacional e conseqüentemente maior velocidade na execução dos algoritmos em comparação aos códigos escritos na linguagem C convencional (TEXAS INSTRUMENTS, 2001).

Detalhes a respeito da programação do DSP C5416 em linguagem C e da utilização da DSPLib podem ser encontrados em (MARTINHON, 2007).

### 3.4 Comentários

Os argumentos de menor consumo de potência, maior velocidade de processamento e área do circuito integrado reduzida, aliados ao fato da redução de custos, tornam os DSPs de ponto-fixo uma interessante alternativa na indústria. No entanto, há que se atentar aos erros intrínsecos a esta representação, que podem degradar o desempenho dos sistemas e inviabilizá-los.

A utilização do DSP C5416 para a implementação dos algoritmos de estimação de tempo de atraso é uma oportunidade de se avaliar, na prática, o comportamento dos estimadores sob a representação de ponto-fixo e a possibilidade de aplicá-la em projetos que exijam elevado grau de acurácia e cujos resultados sejam a base para o cálculo de outras propriedades dos materiais.

# Capítulo 4

## Metodologia Experimental

Os algoritmos apresentados no capítulo 2 foram implementados em ambiente MATLAB (aritmética de ponto-flutuante) e na placa de desenvolvimento C5416 DSK (ponto-fixa). Os testes consistiram em simulações com sinais sintetizados e ensaios com sinais experimentais oriundos da propagação em água destilada e acrílico. A água destilada foi escolhida em função de suas propriedades serem bem conhecidas, o que possibilitou a comparação da velocidade experimental, calculada a partir do tempo de atraso estimado pelos métodos em questão, com valores tabelados. Já o acrílico foi selecionado por ser um material viscoelástico (MORENO; GARCÍA; CASTILLO, 1999) que atenua os sinais de eco, provocando deformações em sua forma, o que permitiu a verificação do desempenho dos algoritmos sob tais condições na prática.

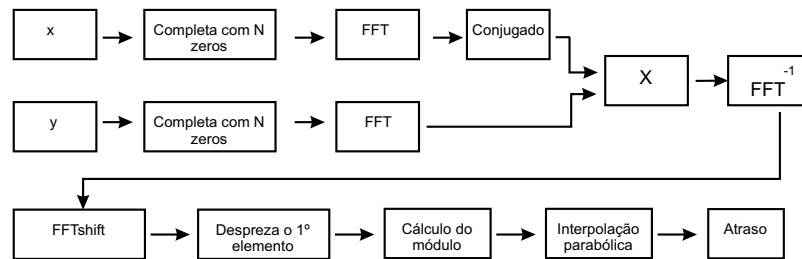
Este capítulo apresenta, inicialmente, uma visão geral dos algoritmos utilizados, com diagramas de blocos que ilustram o fluxo de dados e as operações realizadas para a estimação do tempo de atraso. Em seguida, é apresentada a metodologia de trabalho empregada nas simulações e nos ensaios reais.

### 4.1 Implementação dos algoritmos

#### 4.1.1 Correlação cruzada

Na implementação em ponto-flutuante, a correlação cruzada foi realizada no domínio da frequência, em razão de sua eficiência computacional, conforme apresentado na equação 2.8. O processo, ilustrado na figura 4.1, começa com a adição de  $N$  zeros aos sinais de entrada de comprimento  $N$ , fazendo com que a operação seja realizada com duas entradas de  $2N$  pontos. Este procedimento é necessário tendo em vista que, por definição, a correlação cruzada entre dois sinais discretos de comprimento  $N$  gera um vetor de comprimento  $2N - 1$ . Em seguida, os sinais expandidos são submetidos à Transformada Discreta de Fourier (função *fft* do MATLAB), possibilitando, assim, a multiplicação elemento-a-elemento do conjugado de  $X[k]$  com

$Y[k]$ , cujo resultado mantém o comprimento  $2N$ . Para que o sinal resultante volte ao domínio do tempo, é aplicada a Transformada de Fourier inversa (função *ifft*). A função *fftshift* é aplicada para reorganizar o sinal, por meio da divisão do vetor e troca da seqüência de  $k = 0$  a  $k = N - 1$  com  $k = N$  a  $k = 2N - 1$  e vice-versa. Para obter um sinal de comprimento  $2N - 1$ , o primeiro elemento da seqüência gerada é desprezado. Além disto, possíveis picos negativos são evitados calculando-se o módulo do sinal. Finalmente, o atraso é estimado a partir de uma interpolação parabólica na região do pico do sinal.



**Figura 4.1.** Diagrama de blocos do algoritmo da correlação cruzada implementado no MATLAB.

A interpolação é realizada a partir do pico da correlação e das duas amostras adjacentes a ele, de acordo com a lógica mostrada abaixo (BOUCHER; HASSAB, 1981):

```

[maxv,pc] = max(cxyd);
z = (cxyd(pc+1)-cxyd(pc-1))/2;
v = -cxyd(pc+1)+2*cxyd(pc)-cxyd(pc-1);
delta = z/v;
atraso = pc+delta-N;
  
```

sendo  $cxyd$  o sinal de correlação de comprimento  $2N - 1$ ,  $maxv$  e  $pc$ , respectivamente, o valor máximo do sinal de correlação e sua posição e  $N$  o número de pontos dos sinais  $x$  e  $y$ .

Na implementação em ponto-fixa (DSP), optou-se por substituir os passos da correlação em frequência por uma única função de correlação presente na biblioteca de funções do dispositivo, a *DSPlib*. A função *corr\_raw*, presente na biblioteca, embora realize a correlação no domínio do tempo, é otimizada para a execução da operação, o que privilegia, principalmente, a economia do espaço de memória de programas do DSP. Os sinais de ultra-som, sintetizados ou experimentais, são transferidos para o DSP, no formato *short*, através de um arquivo *.h* gerado pelo MATLAB e adicionado ao cabeçalho do código. Como as amplitudes dos sinais são pouco maiores que 1,0 e pelo fato do formato aceitar apenas números inteiros, é preciso realizar um escalonamento dos sinais, para permitir um melhor aproveitamento da faixa dinâmica do processador e considerar algumas casas decimais, reduzindo, conseqüentemente, o efeito da quantização dos sinais. Ressalta-se que, quanto maior o fator de escala,

menor é este efeito, porém há que se atentar para possíveis *overflows* durante a execução do algoritmo, além da própria limitação da faixa dinâmica. O tempo de leitura dos valores também é maior dependendo do número de casas decimais consideradas. Nos ensaios com sinais sintetizados, foi utilizado um fator de escala igual a 100, enquanto para os sinais reais, empregados no cálculo da velocidade, utilizou-se fator igual a 1000.

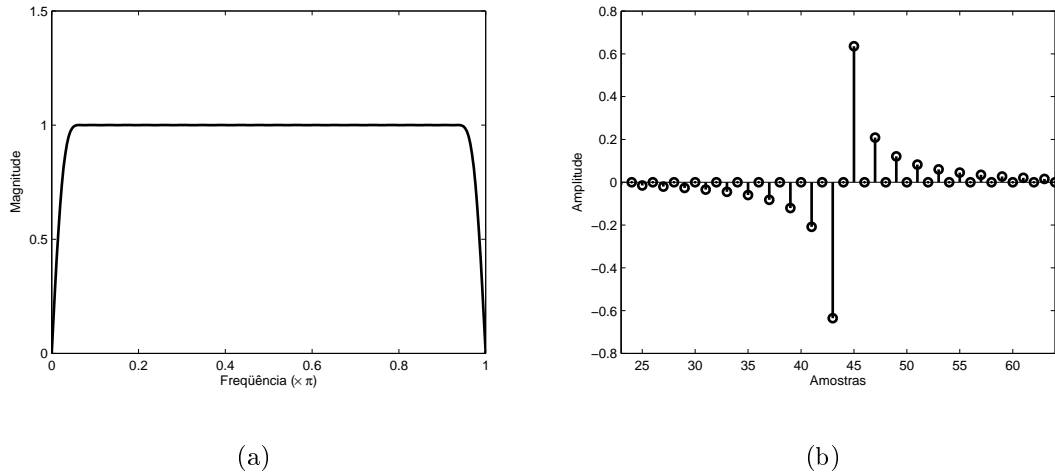
## 4.2 Transformada de Hilbert

A implementação da transformada de Hilbert baseou-se na aproximação prática pelo filtro de quadratura a partir de um filtro FIR citada no capítulo 2, tanto para ponto-flutuante quanto para ponto-fixo. A escolha deste método deu-se em razão da facilidade de sua implementação no DSP, a partir da convolução entre os coeficientes do filtro e o sinal de correlação calculado da mesma forma que anteriormente. Em outras palavras, procurou-se utilizar a mesma metodologia nas duas plataformas, possibilitando uma comparação mais confiável. Mesmo assim, alguns testes também foram realizados com a implementação em frequência, os quais mostraram resultados praticamente iguais aos da aproximação pelo filtro.

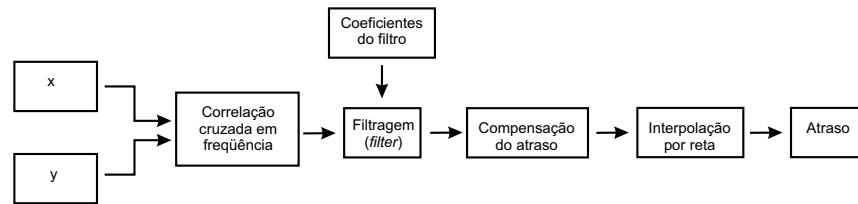
As simulações em ponto-flutuante basearam-se em um filtro FIR tipo III de comprimento  $M = 86$  e fator de forma da janela de Kaiser  $\beta = 6,69$ , que gerou uma faixa de transição de  $0,05\pi$  e *ripple* máximo na faixa de passagem igual a 0,003 dB. Estes valores foram escolhidos na tentativa de se aproximar o filtro prático do filtro ideal, ou seja, com a mínima faixa de transição, e, ao mesmo tempo, reduzir a influência da quantização dos coeficientes, mantendo seu comprimento abaixo do limite estabelecido no capítulo 3. As figuras 4.2(a) e 4.2(b) mostram a magnitude da resposta em frequência do filtro e parte de sua resposta impulsiva.

O processo de estimação do tempo de atraso pela transformada de Hilbert é apresentado na figura 4.3. Como o método é uma alternativa à interpolação parabólica da correlação cruzada, esta operação deve ser primeiramente realizada, sendo sua implementação semelhante à apresentada na figura 4.1. Em seguida, o sinal resultante, já no domínio do tempo, é submetido à filtragem através do comando *filter*, considerando-se o atraso do filtro de  $M/2$  amostras. O sinal filtrado é então interpolado linearmente na região do pico da correlação cruzada para a estimação do atraso.

No DSP (ponto-fixo), a implementação segue a mesma linha da apresentada na figura 4.3, com a diferença de que a correlação é realizada no domínio do tempo pela função *corr\_raw*. Os coeficientes são gerados no MATLAB e transferidos para o DSP da mesma forma que os sinais de eco, conforme exposto na seção 4.1. Novamente, por se tratar de valores muito pequenos em comparação com a faixa dinâmica do dispositivo, é necessário o pré-escalamento no sentido de permitir a leitura dos



**Figura 4.2.** (a) Magnitude da resposta em frequência do filtro utilizado nas simulações; (b) parte da resposta impulsiva do transformador.



**Figura 4.3.** Diagrama de blocos do método da transformada de Hilbert a partir do filtro de quadratura no MATLAB.

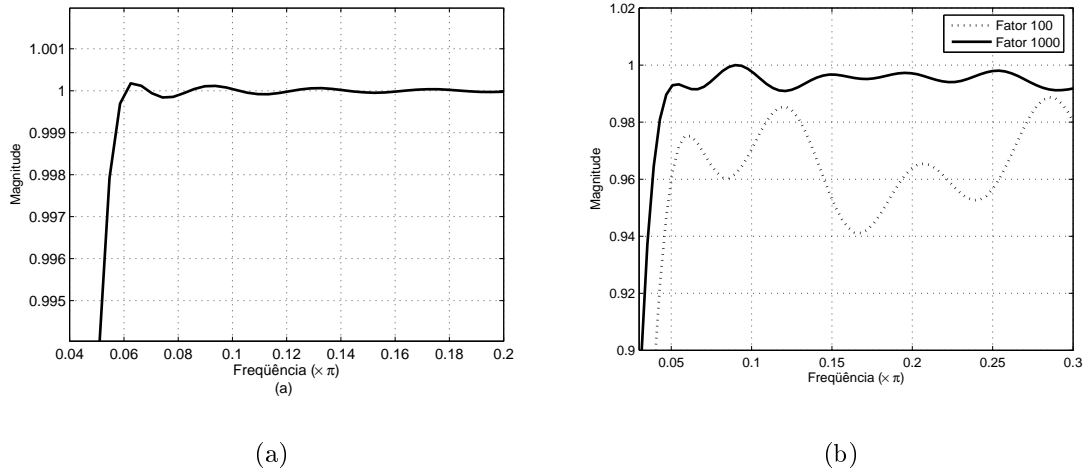
coeficientes com algumas casas decimais. Os fatores de escala utilizados foram os mesmos dos sinais de eco.

As figuras 4.4(a) e 4.4(b) exibem em detalhes as magnitudes dos filtros em ponto-flutuante e ponto-fixo, mostrando que, como apresentado na seção 3.3, a conversão em ponto-fixo gera erros, aumentando o *ripple* do filtro quantizado. A figura 4.4(b) mostra também a diferença entre os filtros quantizados a partir do escalonamento com fator de escala igual a 100 e com fator 1000.

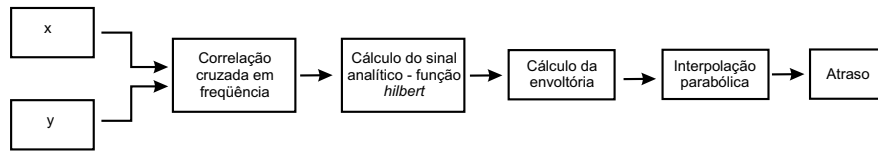
### 4.3 Envoltória do sinal analítico

A envoltória do sinal analítico foi extraída, em ponto-flutuante, a partir do módulo do sinal analítico da correlação cruzada calculada no domínio da frequência. O sinal analítico foi obtido a partir da função *hilbert* do MATLAB. A interpolação parabólica na região do pico foi realizada com o mesmo procedimento apresentado na seção 4.1.1. A figura 4.5 resume o processo.

No caso da implementação em DSP, o módulo foi obtido sem o uso de funções



**Figura 4.4.** Detalhe da magnitude dos filtros em (a) ponto-flutuante e (b) ponto-fixo com dois fatores de escala.



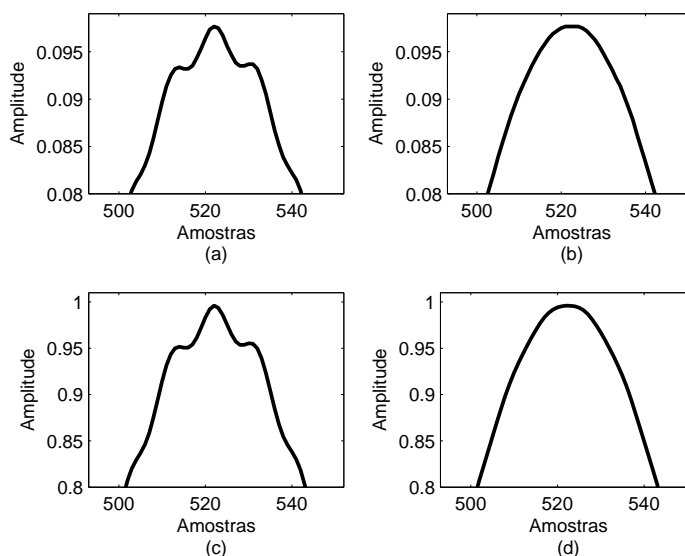
**Figura 4.5.** Diagrama de blocos do método da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada.

específicas, a partir da soma dos quadrados dos sinais de correlação cruzada e da transformada de Hilbert calculados de acordo com o que foi apresentado nas seções anteriores. Porém, neste caso, duas compensações devem ser acrescentadas ao algoritmo:

- Conforme mostrado na figura 4.4(b), a conversão dos coeficientes em ponto-fixo, mesmo realizada com 16 bits, despreza algumas casas decimais dos valores, o que aumenta o *ripple* do filtro e prejudica o ganho unitário. É necessário, então, multiplicar o sinal filtrado por um fator compensador que reduza a influência destas flutuações e aproxime o filtro do ganho unitário. O valor deste fator é variável, dependendo da posição do pico do sinal de correlação a ser filtrado;
- O cálculo do quadrado dos sinais, que têm valores menores que 1,0, gera sinais com amplitudes menores ainda, e envoltória com pico igualmente pequeno diante da faixa dinâmica do processador. Então, da mesma forma que ocorre com os sinais de eco e os coeficientes do filtro transferidos para o DSP, é preciso implantar um fator de escalonamento que maximize os valores da envoltória. Dessa vez, no entanto, o pico deve se aproximar de 1,0, já que o resultado da soma dos quadrados dos sinais, antes do cálculo da raiz quadrada, deve ser submetido a uma função específica de conversão de formatos do DSP que exige

valores de entrada entre -1,0 e 1,0. Portanto, este fator é também variável, e é próximo da razão entre o pico desejado (1,0) e o pico original da envoltória (sem compensação).

O resultado prático das compensações inseridas pode ser observado na figura 4.6, que mostra a envoltória do sinal analítico da correlação sem compensações, com cada um dos compensadores e o resultado final após a multiplicação dos dois fatores.



**Figura 4.6.** Envoltória do sinal analítico da correlação cruzada: (a) sem compensação; (b) com compensação do filtro; (c) com compensação do módulo; (d) com ambas as compensações.

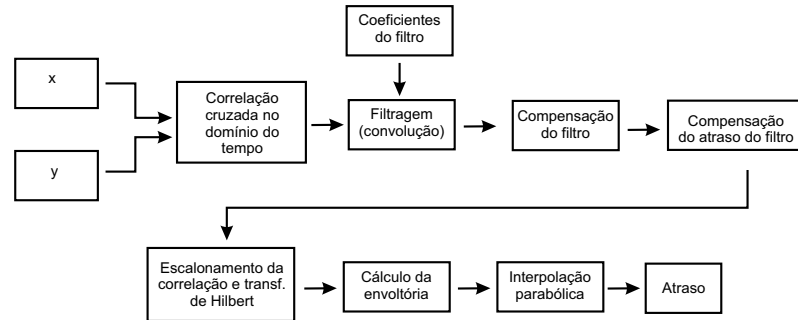
De acordo com a figura 4.6(b), a compensação da filtragem retira a flutuação da região do pico da envoltória, porém, em razão dos pequenos valores, o pico mantém-se constante por algumas amostras. Este “achatamento” é solucionado incrementando os valores dos sinais, como mostra a figura 4.6(d).

Em resumo, todo o processo de obtenção da envoltória da correlação cruzada em ponto-fixado pode ser visto no diagrama da figura 4.7. A geração e transferência dos coeficientes do filtro segue o mesmo procedimento citado na seção 4.2.

## 4.4 Metodologia aplicada

### 4.4.1 Simulações com sinais sintetizados

Com o intuito de verificar a influência dos parâmetros dos sinais de entrada no desempenho dos algoritmos e compará-los entre si, foi analisado o comportamento destes sinais para diferentes níveis de relação sinal-ruído (SNR), largura de banda dos sinais e frequência relativa, além da atenuação, tanto em ponto-flutuante (MATLAB) quanto em ponto-fixado (DSP).



**Figura 4.7.** Diagrama de blocos do método da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada implementado no DSP.

Os sinais de entrada considerados foram pulsos senoidais de envoltória Gaussiana com ruído branco Gaussiano (equações 4.1 e 4.2), variação da semente a cada execução<sup>1</sup> e formato bem próximo ao de um sinal real, conforme mostra a figura 4.8.

$$x[n] = e^{\left(\frac{-(n-Mc)^2}{2\sigma}\right)} \cos\left(2\pi \frac{f_o}{f_a}(n - Mc)\right) + \text{ruído} \quad (4.1)$$

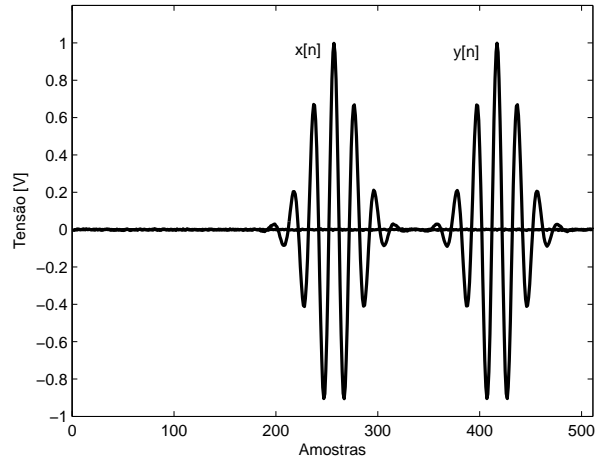
$$y[n] = e^{\left(\frac{-(n-(Mc+D))^2}{2\sigma}\right)} \cos\left(2\pi \frac{f_o}{f_a}(n - (Mc + D))\right) + \text{ruído} \quad (4.2)$$

sendo  $f_o$  a frequência central do pulso [Hz],  $f_a$  a frequência de amostragem [Hz],  $n$  o vetor de índice das  $N$  amostras do sinal,  $\sigma$  o desvio-padrão da envoltória Gaussiana (determinador da largura de banda  $B$ ),  $Mc$  o ponto central do pulso e  $D$  o atraso entre os ecos (em amostras). Os únicos parâmetros fixos eram a frequência de amostragem (1,0 Hz), o número de pontos  $N = 512$  e o ponto central  $Mc = 256$ . Os ensaios foram baseados nas frequências relativas 0,02, 0,05 e 0,08, sendo que cada pulso era simulado com larguras de banda de 0,0118 Hz e 0,0262 Hz (medidas em -3 dB) e relação sinal-ruído de 5 dB a 60 dB. Como o objetivo é a avaliação da acurácia dos métodos, o atraso foi fixado em 10,1 amostras.

Os sinais de eco atenuados foram obtidos a partir do produto no domínio da frequência entre a transformada discreta de Fourier do pulso  $x[n]$  e a função de atenuação  $A(e^{j\omega})$ , dada por:

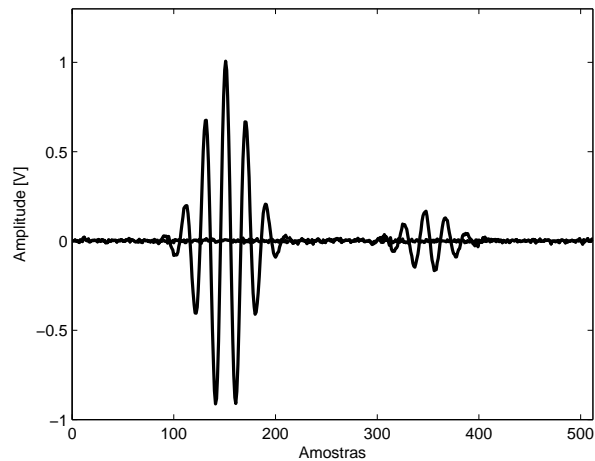
$$A(e^{j\omega}) = e^{-\alpha(\omega)d_s} e^{-j\omega D}, \text{ com } \alpha(\omega) = \alpha_0 \omega^v \quad (4.3)$$

<sup>1</sup>A semente é variada a cada iteração e gera valores diferentes desde que o *software* não seja reiniciado.



**Figura 4.8.** Pulso sintetizado com  $f_r = 0,05$ ,  $N = 512$  pontos,  $M = 256$  pontos,  $D = 160$  amostras,  $B = 0,0118$  Hz e  $\text{SNR} = 40$  dB.

sendo  $d_s$  a distância percorrida pelo sinal [cm],  $\alpha_0$  o coeficiente de atenuação do material ([Np/(cm Hz<sup>2</sup>)] para líquidos),  $0,5 < v \leq 2,0$  e  $D$  o atraso do sinal em amostras. Após o produto, o sinal atenuado no tempo discreto é obtido pela transformada inversa de Fourier. A figura 4.9 ilustra o efeito da atenuação.



**Figura 4.9.** Pulsos sintetizados com  $f_r = 0,05$ ,  $N = 512$  pontos,  $M_c = 150$  pontos,  $D = 200$  amostras,  $B = 0,0118$  Hz,  $\text{SNR} = 30$  dB,  $d_s = 1,0$  cm,  $\alpha_0 = 100 \cdot 10^{-17}$  Np/cm Hz<sup>2</sup> e  $v = 2,0$ .

As simulações com sinais atenuados seguiram a mesma metodologia aplicada aos sinais sem atenuação, ou seja, frequência relativa de 0,02, 0,05 e 0,08, variação de relação sinal-ruído de 5 dB a 60 dB, largura de banda de 0,0118 Hz e 0,0262 Hz e atraso de 10,1 amostras.

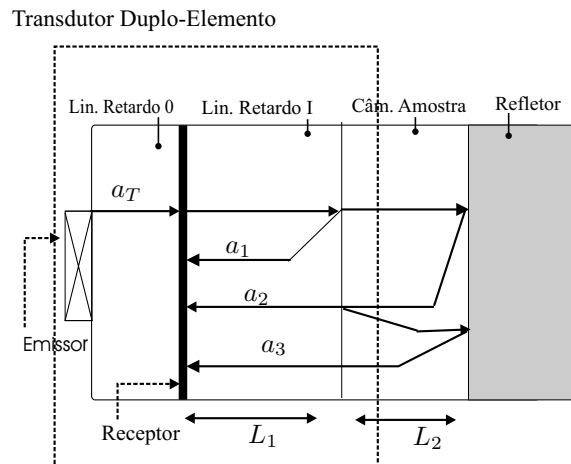
Tanto nas simulações com sinais atenuados quanto sem atenuação, em ponto-flutuante foram realizadas 100 iterações para cada conjunto de parâmetros, enquanto em ponto-fixo este número foi reduzido para 5, já que o processo não era automatizado (cada iteração dependia de uma nova programação). A análise da eficiência

dos métodos foi realizada comparando-se o erro da média e o desvio-padrão das medidas.

#### 4.4.2 Ensaio com água destilada

Conforme apresentado no início do capítulo, a água destilada possui características físico-químicas bem conhecidas na literatura, o que possibilita a comparação dos resultados alcançados pelos métodos em questão com valores teóricos (GROSSO; MADER, 1972). Foram realizados dois experimentos: cálculo da velocidade de propagação em função da variação da temperatura do líquido e em função da variação da relação sinal-ruído dos sinais.

O primeiro experimento foi realizado utilizando-se uma célula de medição existente no LUS (Laboratório de Ultra-som - UNESP - Campus de Ilha Solteira), ilustrada na figura 4.10. De acordo com o esquema apresentado, um sinal de ultra-som ( $a_T$ ) é gerado pelo emissor e propaga-se pela linha de retardo 0 até sensibilizar o receptor e ser transmitido ao longo da linha de retardo 1 e da amostra. Na interface entre estes dois meios, um sinal de eco ( $a_1$ ) é refletido e captado pelo receptor. Como o sinal original continua a ser transmitido ao longo da amostra, um outro eco ( $a_2$ ) é originado no refletor e detectado pelo receptor. Este mesmo sinal, na passagem pela interface amostra/linha de retardo I, gera um novo pulso ( $a_3$ ), que é refletido novamente e detectado pelo receptor.



**Figura 4.10.** Célula de medição utilizada no experimento de variação de temperatura da água destilada.

A velocidade de propagação é calculada, então, a partir do tempo  $\Delta t$  que a onda demora para percorrer o comprimento da amostra líquida  $L_2$ , de acordo com a equação

$$c_2 = 2 \frac{L_2}{\Delta t}. \quad (4.4)$$

A variação de tempo  $\Delta t$  é obtida pela diferença entre os instantes de detecção de dois ecos, ou seja, pelos pares  $a_1 - a_2$  ou  $a_2 - a_3$ . Pode-se utilizar ainda o par  $a_1 - a_3$ , desde que a equação 4.4 seja multiplicada por dois.

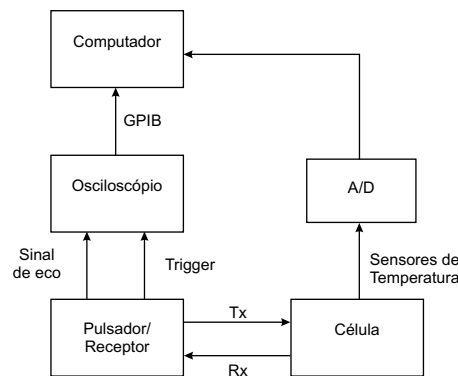
A distância  $L_2$ , no entanto, sofre alterações em razão do aumento da temperatura numa taxa de  $0,0272 \mu\text{m}/^\circ\text{C}$ , exigindo, portanto, uma compensação semelhante à realizada por Higuti et al. (2007) e dada por:

$$d_{comp} = 0,0272 \cdot 10^{-6} (T_{am} - T_{cal}) + d_{cal} \quad (4.5)$$

sendo  $T_{am}$  a temperatura da amostra,  $T_{cal}$  a temperatura de calibração da célula e  $d_{cal}$  o comprimento da câmara de amostra na temperatura de calibração.

A velocidade calculada pela equação 4.4 pode ser comparada com os valores teóricos calculados a partir da equação apresentada por (GROSSO; MADER, 1972).

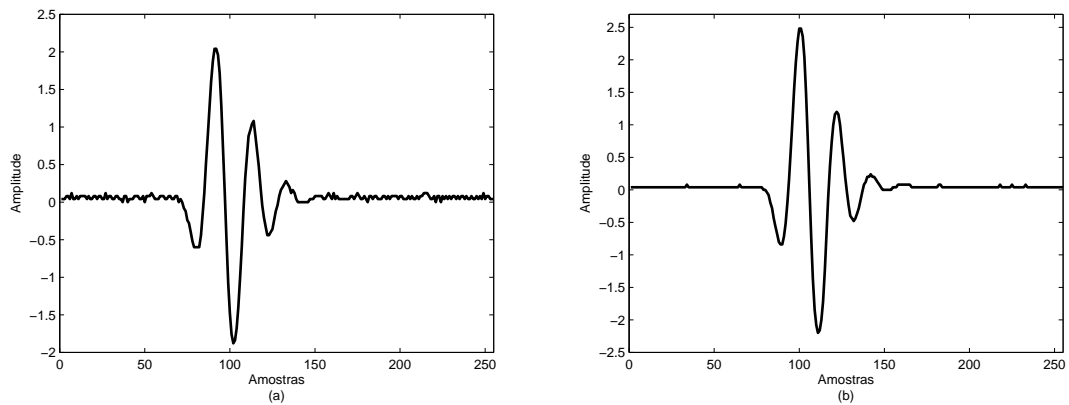
A temperatura foi variada de  $20^\circ\text{C}$  a  $35^\circ\text{C}$  (medidos com sensores instalados no interior da célula) utilizando-se um banho termostático (Marconi MA-184), no qual a célula foi colocada. O sinal de excitação do transdutor (5 MHz) foi gerado por um pulsador/receptor ultra-sônico (Panametrics 5077PR), que também recebe os ecos. Estes sinais são transmitidos para um osciloscópio digital (Tektronix TDS 2022) para a conversão A/D, realizada a uma frequência de amostragem de 500 MHz em 8 bits. Os sinais digitalizados são transmitidos para um microcomputador através da interface GPIB para depois serem submetidos aos algoritmos apresentados no início do capítulo. A figura 4.11 ilustra o processo.



**Figura 4.11.** Diagrama de blocos dos ensaios de cálculo da velocidade de propagação na água destilada em função da variação da temperatura.

Utilizando-se um transdutor de 5 MHz excitado com uma tensão de 300 V, ganho de 18 dB e frequência de amostragem de 500 MHz, foram levantadas as curvas de erro entre a velocidade de propagação teórica e a estimada por cada método em função da variação de temperatura do líquido, bem como o desvio-padrão das medidas. Para cada temperatura, foram adquiridas cinco formas de onda de cada eco com 750 amostras cada, sendo a velocidade final a média das velocidades calculadas com cada par de ecos.

O segundo experimento com água destilada envolveu a variação da relação sinal-ruído dos sinais, que foi possível pela utilização dos modos de aquisição “amostra” e “média” do osciloscópio. No primeiro modo, uma única forma de onda é adquirida, enquanto no segundo, vários sinais são amostrados e a média calculada é o sinal resultante. Isto proporciona a redução do ruído e conseqüentemente o aumento da SNR, conforme mostra a figura 4.12. Foram realizados ensaios com 1 (modo “amostra”), 4, 16, 64 e 128 formas de onda.

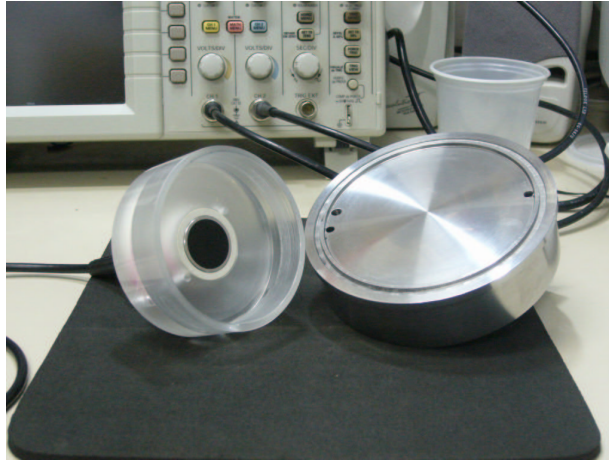


**Figura 4.12.** Diferença entre a aquisição no modo “amostra” e “média”: (a) Sinal adquirido com amostra única (SNR = 47,8 dB); (b) Sinal resultante da média de 128 aquisições (SNR = 57,6 dB).

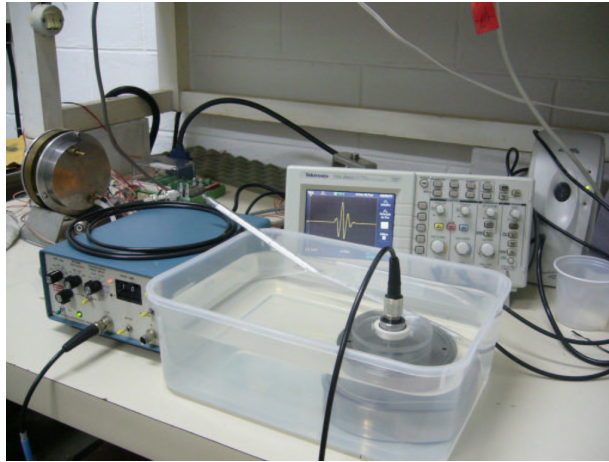
Neste ensaio, o método de múltiplas reflexões empregado na célula de medição da figura 4.10 foi substituído pelo pulso-eco. Para tanto, foi utilizado um suporte de acrílico imerso em água, com altura de 19,6 mm e diâmetro interno de 73,7 mm (medidos a temperatura ambiente de 24,6 °C), de tal forma a impedir possíveis reflexões das ondas em suas paredes. Em sua parte superior, foi inserido um adaptador de nylon para facilitar o encaixe do transdutor e o paralelismo com a peça de aço usada como anteparo. As figuras 4.13(a) e 4.13(b) mostram, respectivamente, a peça de acrílico e o anteparo utilizados e o experimento montado.

Optou-se por utilizar o mesmo transdutor de 5 MHz, excitado com um pulso de 100 V, ganho de -10 dB e frequência de amostragem de 100 MHz. A temperatura do líquido foi medida com um termômetro de mercúrio com resolução de 0,1 °C e os resultados foram comparados com os valores teóricos da velocidade de propagação para a temperatura medida. O processo de geração e recepção dos sinais ultrassônicos, aquisição e transmissão para o computador são iguais aos dos ensaios de variação de temperatura apresentado na figura 4.11.

A relação sinal-ruído dos sinais foi calculada pela razão entre a energia do sinal sem ruído ( $E_s$ ) e a energia do ruído ( $E_n$ ) (PROAKIS; MANOLAKIS, 1996). No domínio de tempo discreto, a energia de um sinal calculada sobre o intervalo finito  $0 \leq n \leq N - 1$  é dada por



(a)



(b)

**Figura 4.13.** Ensaio de variação das médias com água destilada: (a) Câmara de amostra de acrílico e anteparo metálico; (b) experimento montado.

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2, \quad (4.6)$$

sendo  $x[n]$  o sinal de interesse e  $N$  seu número de amostras. Como o aparato disponível não permitia a aquisição de um sinal de eco isento de ruídos para o cálculo da energia  $E_s$  do sinal, foi necessário considerar a energia  $E_{sn}$  de um sinal contaminado com ruídos e a do ruído isolado  $E_n$ . Desta forma, a relação sinal-ruído do sinal  $x[n]$  foi calculada a partir da equação

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{E_{sn}}{E_n} - 1 \right), \quad (4.7)$$

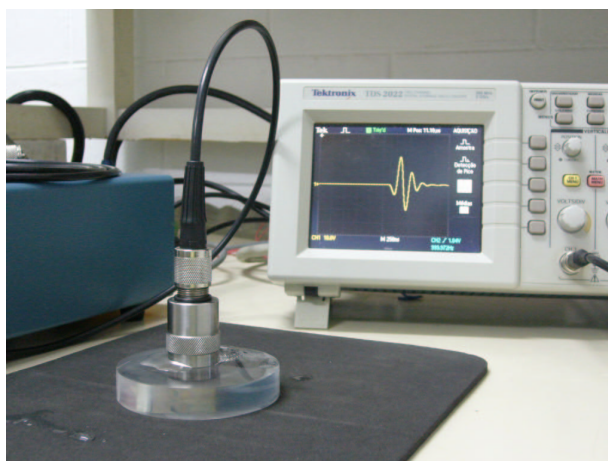
sendo  $E_{sn}$  aproximado por  $E_s + E_n$ . Vale ressaltar que, durante os ensaios, apenas para padronização das medidas, o ruído adquirido era sempre anterior ao eco  $a_1$ .

Da mesma forma que no ensaio de variação de temperatura, foram adquiridas cinco formas de onda de cada eco, sendo que a velocidade resultante é a média das velocidades calculadas com cada par de eco.

### 4.4.3 Ensaios com acrílico

Os ensaios com acrílico foram realizados em razão da sua característica de atenuar os sinais de eco. Foram realizados três experimentos: variação da frequência do transdutor, da frequência de amostragem e da relação sinal-ruído.

Para os três casos foi utilizada uma pequena peça de acrílico, de 15,05 mm de espessura e 80,5 mm de diâmetro. O transdutor foi pressionado contra a peça, utilizando água como acoplante, conforme mostra a figura 4.14. Novamente, a geração e a conversão dos dados foram realizadas da mesma forma que apresentado na figura 4.11.



**Figura 4.14.** Montagem do experimento com acrílico.

No primeiro ensaio, utilizou-se transdutores de 3,5 MHz, 5,0 MHz e 10,0 MHz, com a frequência de amostragem fixa em 100 MHz e aquisição de 512 pontos. Para reduzir ao máximo a relação sinal-ruído, foi utilizado o modo de aquisição “médias” do osciloscópio ajustado em 128 amostras.

A segunda etapa consistiu na variação da frequência de amostragem do osciloscópio de 25 MHz a 250 MHz, mantendo-se fixo o transdutor de 5 MHz. Foram adquiridos 256 pontos de cada sinal, com exceção do caso de maior frequência, no qual foram tomados 512 pontos. O número de médias também foi ajustado em 128.

Finalizada essa etapa, promoveu-se a variação da relação sinal-ruído, da mesma forma que com a água destilada. Os ensaios foram realizados com um transdutor de 5 MHz e frequência de amostragem de 100 MHz, com aquisição de 256 pontos de cada sinal.

Finalmente, vale observar que, da mesma forma que para a água destilada, foram adquiridas cinco formas de onda de cada eco (total de três) para cada frequência. A velocidade resultante é a média da velocidade calculada para cada forma de onda. No entanto, nesse caso a avaliação dos resultados foi apenas qualitativa, uma vez que o acrílico utilizado era de um fabricante desconhecido e, portanto, as propriedades exatas do material não estavam disponíveis. As curvas da velocidade de propagação dos métodos e desvio-padrão, então, foram apenas comparadas entre si.

## 4.5 Comentários

Os problemas práticos de implementação dos algoritmos no DSP começaram a ser apresentados neste capítulo. Ao contrário da implementação em MATLAB, a implementação em *hardware* dedicado exige maior rigor nos quesitos de economia de memória, tempo de execução e eficiência computacional em geral. A utilização da biblioteca de funções *DSPlib* facilita a programação por conter algoritmos prontos e já otimizados, porém a dificuldade de utilização de algumas funções limita a melhoria do processo.

A própria conversão para ponto-fixa demonstra ser uma dificuldade significativa, como pôde ser visto na diferença entre os coeficientes do filtro não-quantizado e quantizado. O método da envoltória é o mais prejudicado neste ponto, uma vez que exige o ajuste dos sinais por dois fatores de compensação.

Os aspectos abordados serão avaliados no próximo capítulo, por meio das simulações e verificações experimentais citadas.

# Capítulo 5

## Resultados Experimentais

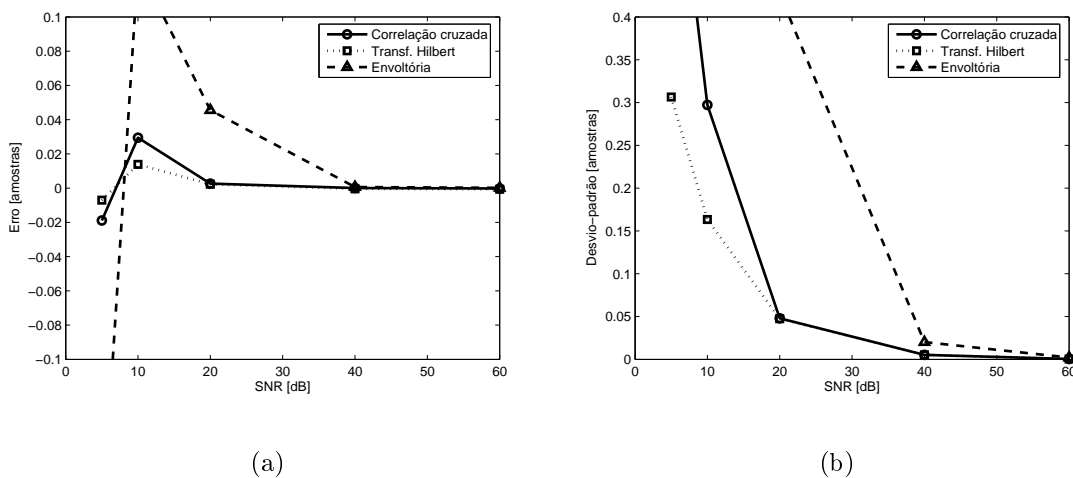
Este capítulo apresenta os resultados das estimações de intervalos de tempo com sinais sintetizados e de velocidade de propagação das ondas em água destilada e acrílico, conforme a metodologia apresentada no capítulo 4. As simulações e os ensaios aqui apresentados são uma seleção dentre os vários que foram efetuados. As comparações, tanto entre os métodos quanto entre as aritméticas, são realizadas em termos dos erros da média das iterações, para avaliar a exatidão dos métodos, e do desvio-padrão, para verificar a precisão das medidas.

### 5.1 Sinais sintetizados sem atenuação

As simulações envolvendo sinais sintetizados sem atenuação utilizaram sinais de entrada semelhantes aos apresentados na figura 4.8. As figuras 5.1(a) e 5.1(b) apresentam os resultados obtidos em ponto-flutuante pelos três métodos para a frequência relativa de 0,02, largura de banda de 0,0118 Hz e atraso de 10,1 amostras, em função da variação da relação sinal-ruído. Este valor de frequência relativa pode ser interpretado, na prática, como um pulso gerado por um transdutor de 5 MHz amostrado a uma taxa de 250 MHz.

As figuras 5.1(a) e 5.1(b) permitem visualizar a influência que o ruído exerce no desempenho dos métodos, principalmente na envoltória do sinal analítico da correlação cruzada que, embora apresente erro menor que 0,1 amostra (o valor fracionário que se deseja medir) em  $\text{SNR} = 20$  dB, possui desvio-padrão menor que este valor somente com  $\text{SNR} = 40$  dB. Por outro lado, os métodos da correlação e da transformada de Hilbert geram estimativas válidas a partir de  $\text{SNR} = 20$  dB, quando o desvio-padrão de suas medidas atinge 0,05 amostra. A partir deste ponto, as curvas dos dois métodos seguem a mesma curva de erro e desvio-padrão, sendo acompanhados pela envoltória a partir dos 40 dB. A redução do desvio-padrão das medidas em função do aumento da relação sinal-ruído concorda com o exposto por Fertner e Slöjund (1986) e, posteriormente, por Viola e Walker (2003a).

O aumento da frequência relativa gera diferentes comportamentos nos erros para

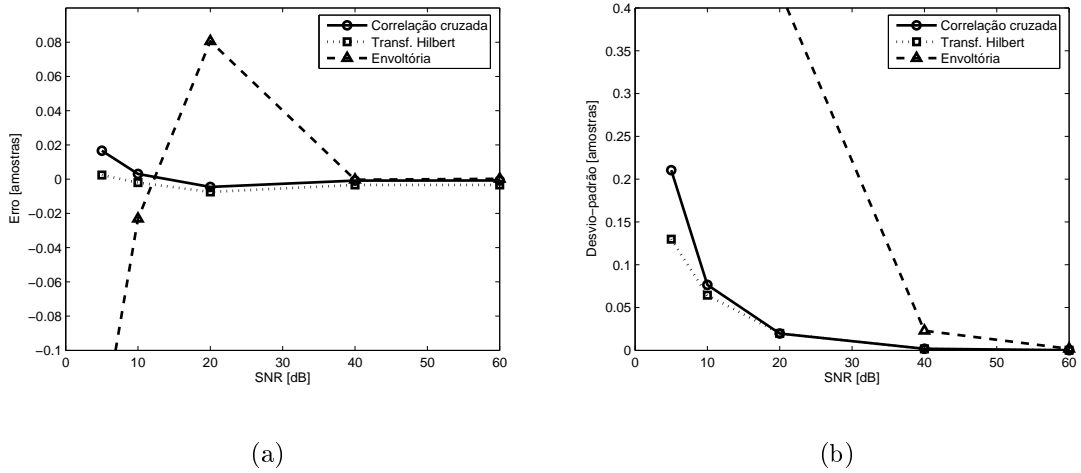


**Figura 5.1.** Resultados para sinais com  $f_r = 0,02$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão.

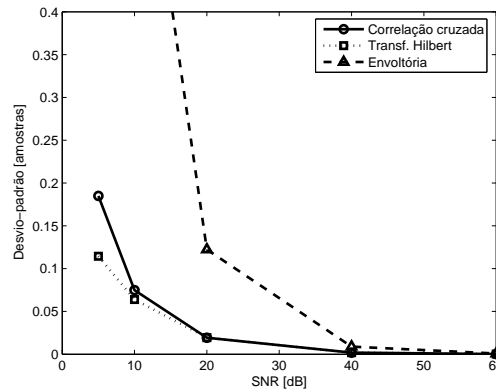
relações sinal-ruído altas e baixas. Uma análise detalhada da figura 5.2(a) mostra, no primeiro caso, um discreto aumento da ordem de  $10^{-3}$  para os três métodos; por outro lado, para baixas SNR, nota-se uma pequena melhora para os três estimadores, embora o desvio-padrão exibido na figura 5.2(b) demonstre que possa haver variações nesta faixa. O parâmetro do desvio-padrão, aliás, não é modificado no caso do método da envoltória, porém é reduzido nos métodos da correlação e de Hilbert, inclusive ressaltando-se que se sobrepõem em  $f_r = 0,08$  e passam a detectar valores decimais de 0,1 amostra a 5 dB. Este resultado, embora esteja numa direção contrária ao que estabelece o Teorema de Nyquist, encontra fundamento na equação obtida por Céspedes (1995) para o limite mínimo de desvio-padrão de estimadores com sinais de envoltória gaussiana, que relaciona a frequência central com o desvio-padrão na razão  $1/f_o$ .

O aumento da largura de banda provoca variações pouco significativas nos erros de estimação, da ordem de  $10^{-3}$ . Por outro lado, a figura 5.3 mostra que esta mudança provoca variação no desvio-padrão, principalmente no método da envoltória. Em comparação com os resultados obtidos com sinais de banda estreita (figura 5.2(b)), os desvios deste método foram reduzidos a menos da metade em todos os pontos analisados. Uma das hipóteses para esta redução é que pulsos de banda mais larga são mais estreitos, o que acentua a localização do pico.

Vale ressaltar que, a partir de 40 dB, ainda que os métodos resultem em erros muito próximos de zero, a transformada de Hilbert apresenta os maiores valores, tanto para banda estreita quanto para banda larga. A envoltória apresenta os menores erros da média, embora seu desvio-padrão faça com que a correlação seja a melhor opção no caso de banda estreita. Para banda larga, esta vantagem é levemente reduzida.



**Figura 5.2.** Resultados para sinais com  $f_r = 0,05$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão.

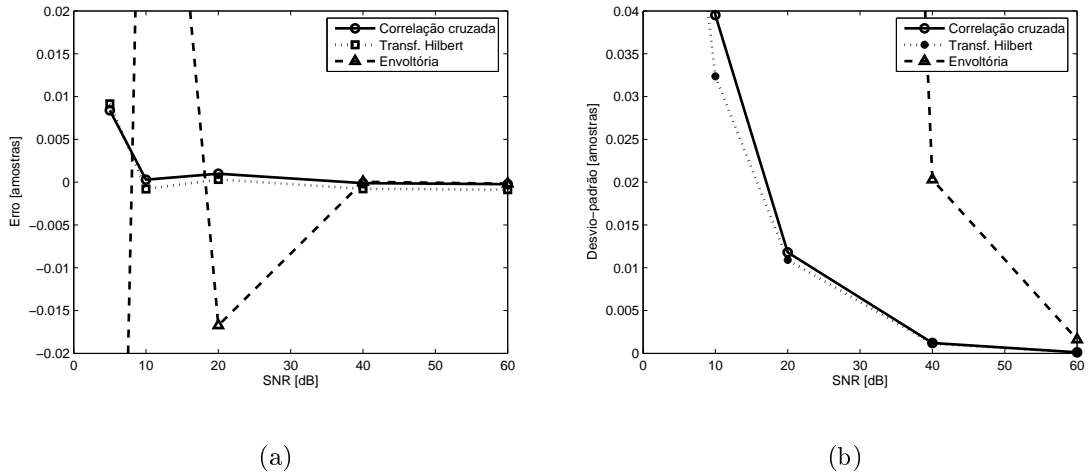


**Figura 5.3.** Desvio-padrão das medidas estimadas pelos métodos a partir de sinais com  $f_r = 0,05$ ,  $B = 0,0262$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-flutuante.

Por outro lado, nos casos de elevada intensidade de ruído ( $\text{SNR} < 20$  dB), a transformada de Hilbert apresenta os melhores resultados de média e desvio-padrão para as frequências relativas 0,02 e 0,05 (neste caso, o erro é menor apenas para  $\text{SNR} = 5$  dB em banda larga). Na maior frequência relativa (0,08), os erros da correlação cruzada são menores que os de Hilbert e as diferenças entre os desvios dos dois métodos se tornam praticamente desprezíveis.

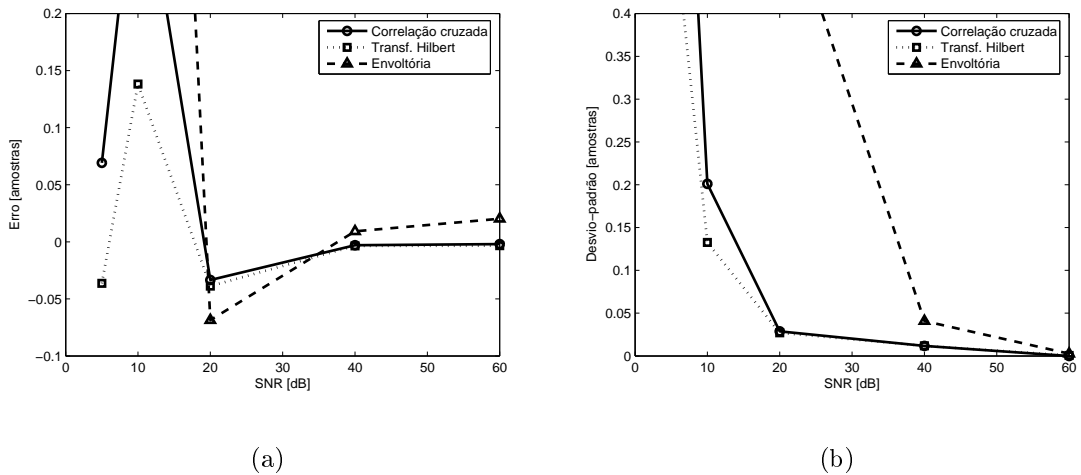
Observa-se ainda que, considerando-se os erros da média e principalmente os desvios-padrão obtidos, é possível estimar valores decimais de 0,01 amostra pelos métodos da correlação cruzada e de Hilbert, somente para relações sinal-ruído próximas a 40 dB, conforme mostram as figuras 5.4(a) e 5.4(b). No caso do método da envoltória, este valor deve ser próximo a 60 dB.

As simulações em ponto-fixo mostraram resultados muito parecidos com as de ponto-flutuante. As diferenças nos erros notadas para os três casos estão dentro da



**Figura 5.4.** Detalhes de erro e desvio-padrão das medidas com sinais com  $f_r = 0,08$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,01$  amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão.

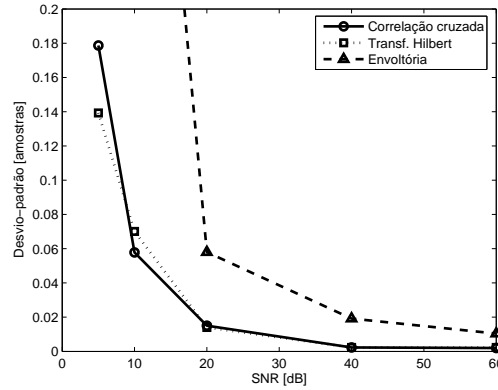
faixa estabelecida pelos desvios-padrão em ponto-flutuante, exceto para a envoltória a 60 dB, o que impossibilita o método de detectar atrasos de 0,01 amostra. Para os demais métodos, isto é possível a  $SNR = 60$  dB. Como exemplo de comparação, as figuras 5.5(a) e 5.5(b) apresentam estes erros e os desvios-padrão das medidas.



**Figura 5.5.** Detalhes de erro e desvio-padrão das medidas com sinais com  $f_r = 0,02$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-fixa: (a) erro da média de 5 medições; (b) desvio-padrão.

Conforme mostra a figura 5.5(b), os desvios-padrão dos métodos da correlação cruzada e da transformada de Hilbert sofreram pequenas elevações para  $SNR = 5$  dB, mas mantiveram a característica de precisão menor que 0,1 amostras a partir de  $SNR = 20$  dB. Já a simulação em banda larga correspondeu com o apresentado em ponto-flutuante, ou seja, os métodos da correlação e de Hilbert passaram a apresentar medidas válidas a partir de 10 dB, conforme apresenta a figura 5.6. É

interessante notar também que, embora esteja omitido no gráfico, o desvio do método da envoltória apresentou uma queda acentuada em 5 dB e 10 dB em comparação com sua versão em ponto-flutuante.



**Figura 5.6.** Desvio-padrão das medidas estimadas pelos métodos a partir de sinais com  $f_r = 0,05$ ,  $B = 0,0262$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-fixo.

No caso da frequência  $f_r = 0,08$ , a correlação continuou apresentando ligeira vantagem sobre a transformada de Hilbert na quantificação dos erros. O método da envoltória, por sua vez, manteve os elevados níveis de desvio-padrão para SNR até 20 dB.

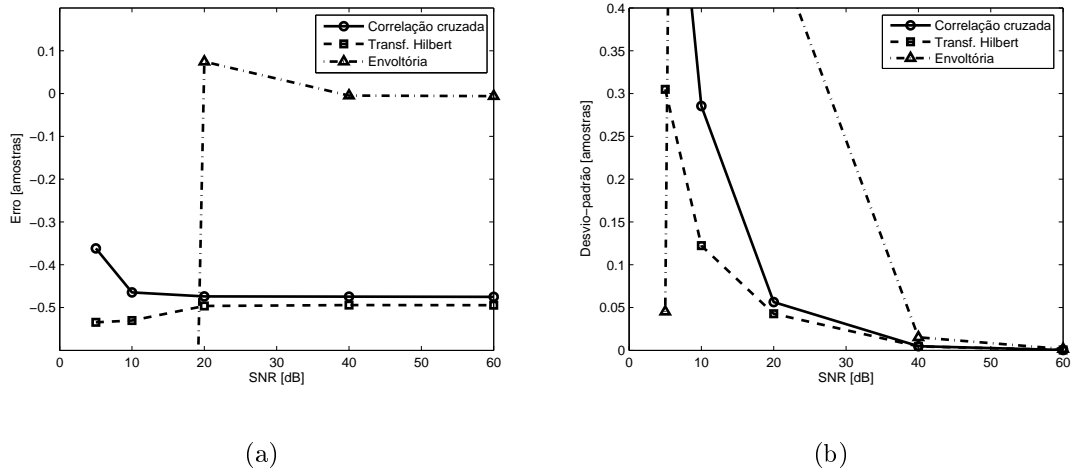
Os valores de compensação utilizados nas simulações de ponto-fixo apresentadas estão organizados na tabela 5.1. A compensação A refere-se à compensação em razão do *ripple* do filtro e a compensação B é o escalonamento dos sinais de correlação e Hilbert.

**Tabela 5.1.** Fatores de compensação utilizados nas simulações em ponto-fixo.

Frequência	Largura de banda	Compensação A	Compensação B
0,02	0,0118	1,09	23
0,05	0,0118	1,01	23
0,05	0,0262	1,01	120
0,08	0,0118	1,03	24
0,08	0,0262	1,03	120

## 5.2 Sinais sintetizados com atenuação

Os sinais sintetizados com atenuação utilizados nas simulações assemelham-se aos apresentados na figura 4.9, com a diferença de que foi utilizado um atraso  $D$  igual a 10,1 amostras. As figuras 5.7(a) e 5.7(b) apresentam os resultados para a simulação em ponto-flutuante com sinais de frequência relativa 0,02 e largura de banda de 0,0118 Hz.



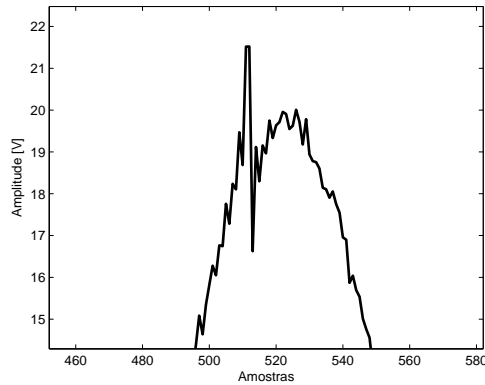
**Figura 5.7.** Estimação do tempo de atraso em ponto-flutuante para sinais atenuados com  $f_r = 0,02$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão.

Na figura 5.7(a), verifica-se a influência exercida pela atenuação dos sinais no desempenho dos métodos, principalmente na correlação cruzada e na transformada de Hilbert, cujos erros, diferentemente das simulações com sinais sem atenuação, não tendem a zero com o crescimento da relação sinal-ruído. Já o método da envoltória estabiliza-se em zero a partir de  $\text{SNR} = 20$  dB, embora seu desvio-padrão limite a estimação de 0,1 amostras somente a partir de 40 dB. Estes resultados concordam com o apresentado por Marple (1999a, 1999b), no sentido de que o uso do sinal analítico reduz os vícios de estimação, já que as amostras dos picos da correlação e da envoltória do seu sinal analítico ainda são coincidentes em função do pequeno atraso entre os ecos.

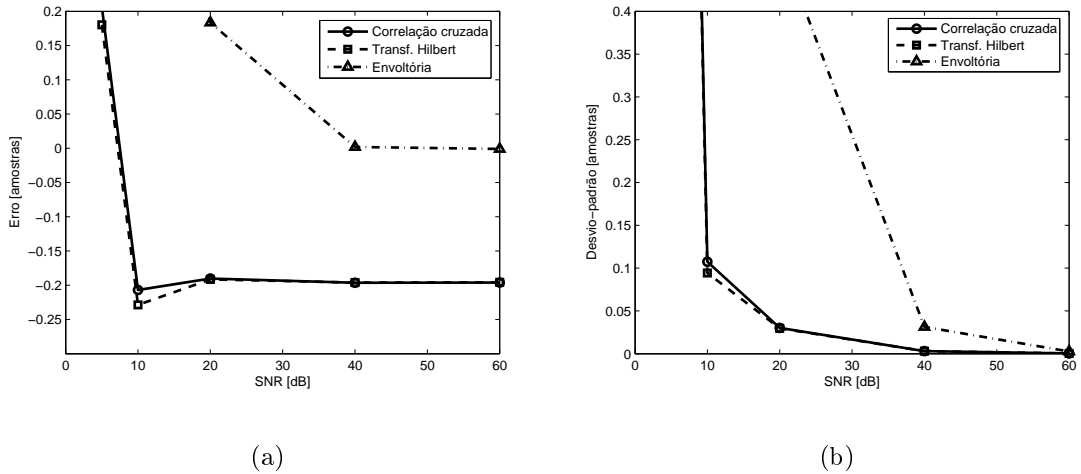
Vale ressaltar que, para o método da envoltória, nota-se que a baixa relação sinal-ruído, aliada ao efeito da atenuação, gera um erro maior que 10 amostras em 5 dB, ao mesmo tempo em que o desvio-padrão aproxima-se de zero. Analisando-se a curva da envoltória, verifica-se que este resultado é motivado por um falso pico, conforme mostra a figura 5.8.

O aumento da frequência relativa para 0,05 revela uma melhora nos erros e desvio-padrão das estimações realizadas pelos métodos da correlação e de Hilbert em toda a faixa de relação sinal-ruído (figura 5.9(a)), exceto o desvio em 5 dB que apresentou crescimento (figura 5.9(b)). Já o método da envoltória apresentou variações de erro e desvio apenas na região de baixa relação sinal-ruído.

A largura de banda dos sinais exerce pouca influência nos erros dos três métodos, como já verificado nas simulações com sinais sem atenuação. Já o desvio-padrão da envoltória, com o aumento da largura de banda, foi reduzido em todos os pontos de SNR, mantendo-se, porém, abaixo de 0,1 amostras apenas a partir de 40 dB. No caso dos outros dois métodos, o desvio em  $\text{SNR} = 5$  dB ficou abaixo do observado



**Figura 5.8.** Detalhe da região do pico da envoltória do sinal analítico da correlação cruzada e o falso pico gerado pela baixa relação sinal-ruído associado ao efeito da atenuação.

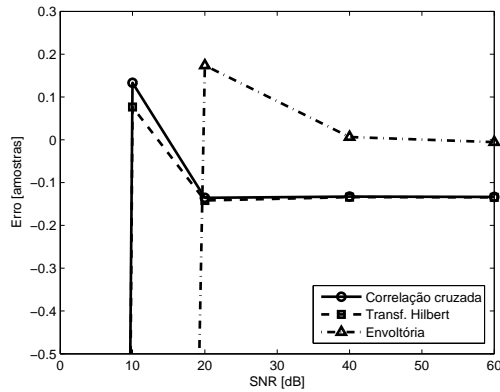


**Figura 5.9.** Estimação do tempo de atraso em ponto-flutuante para sinais atenuados com  $f_r = 0,05$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,1$  amostras em ponto-flutuante: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão.

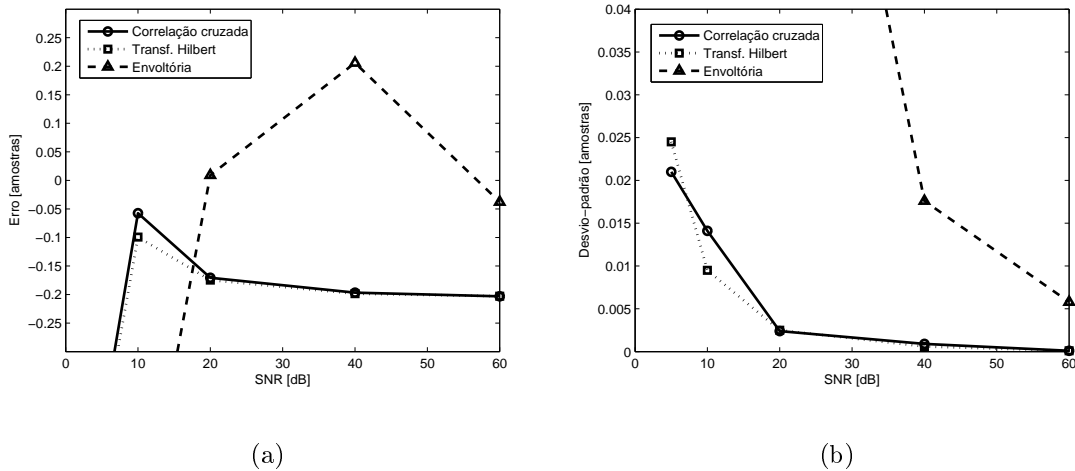
na figura 5.7(b).

As simulações com frequência relativa 0,08 mostraram uma sensível melhora no desvio-padrão da correlação cruzada e da transformada de Hilbert para elevadas relações sinal-ruído. Para baixas SNR, nas duas larguras de banda testadas, o sinal de eco atenuado confunde-se com o ruído, prejudicando as operações. Com relação aos erros, mostrados na figura 5.10, nota-se novamente uma melhora na estimativa realizada pela correlação e por Hilbert, resultando em um erro de aproximadamente 0,13 amostras para as duas larguras de banda, ou seja, uma diferença de 74% em comparação com os resultados obtidos para  $f_r = 0,02$  (figura 5.7(a)).

Em ponto-fixo, os erros ficaram próximos aos encontrados em ponto-flutuante para os três métodos, conforme se vê, por exemplo, na figura 5.11(a), que mostra os resultados para  $f_r = 0,05$  e  $B = 0,0118$  Hz. Neste caso, observa-se também que o desvio-padrão dos métodos, exibido na figura 5.11(b) ficou bem abaixo dos valores



**Figura 5.10.** Erros de estimação dos métodos para  $f_r = 0,08$ ,  $B = 0,0262$  Hz e  $D = 10,1$  amostras.



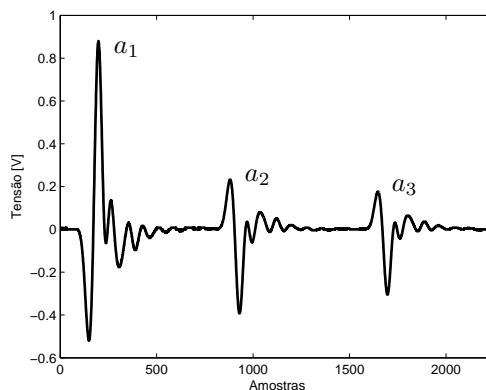
**Figura 5.11.** Estimação do tempo de atraso em ponto-fixa para sinais atenuados com  $f_r = 0,05$ ,  $B = 0,0118$  Hz e  $D = 10,1$  amostras: (a) erro da média de 100 medições; (b) desvio-padrão.

anteriormente encontrados em ponto-flutuante, principalmente em baixas relações sinal-ruído. Os fatores de compensação utilizados foram 1,01 para o filtro e 85 para os sinais de correlação e Hilbert.

### 5.3 Sinais reais: ensaios com água destilada

O primeiro experimento com água destilada utilizou o sistema exibido na figura 4.11, disponível no LUS. A figura 5.12 mostra três sinais de eco adquiridos à temperatura de 20 °C, após a calibração da célula de medição a 27,5 °C.

As curvas de velocidade estimada na faixa de 20 °C a 35 °C pelos três métodos ficaram muito próximas à curva teórica proposta por Grosso e Mader (1972), principalmente em torno do ponto de calibração (25 °C a 30 °C). As figuras 5.13(a) e 5.13(b) apresentam, respectivamente, os erros de estimação obtidos em ponto-

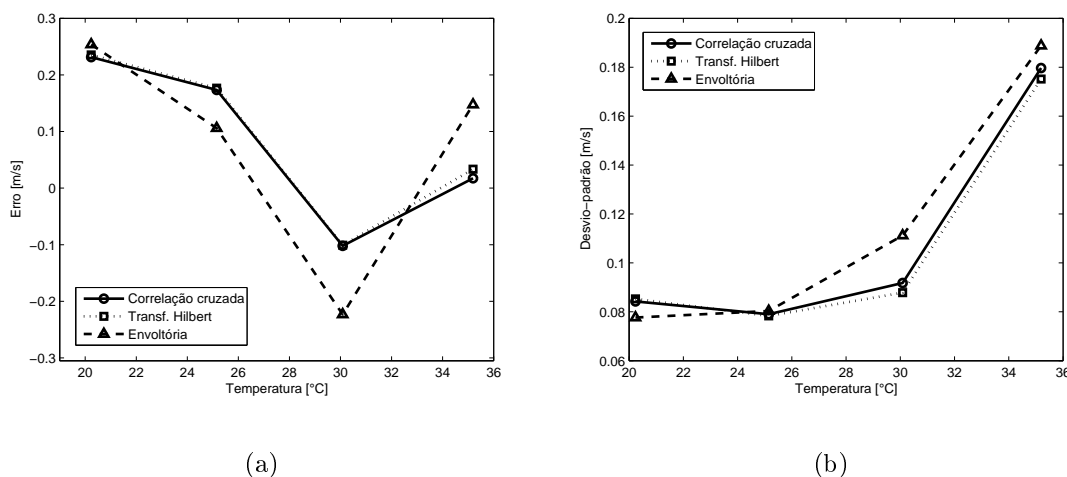


**Figura 5.12.** Ecos utilizados no cálculo da velocidade de propagação das ondas em água destilada ( $T = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ).

flutuante por cada método e o desvio-padrão das medidas. Os cálculos baseiam-se no par de ecos  $a_1$ - $a_2$ .

Como se observa na figura 5.13(a), os erros variaram aproximadamente na faixa de  $-0,22\text{ m/s}$  a  $0,26\text{ m/s}$ . As curvas dos métodos da correlação cruzada e da transformada de Hilbert são coincidentes em praticamente toda a faixa de temperatura analisada, e, em comparação com o método da envoltória, produzem os menores erros, exceto no ponto de  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

O desvio-padrão dos métodos (figura 5.13(b)) apresenta um comportamento crescente com o aumento da temperatura para este par de ecos ( $a_1$ - $a_2$ ), embora o mesmo não tenha sido registrado para os pares  $a_2$ - $a_3$  e  $a_1$ - $a_3$ . Considerando o desvio das medidas, o ponto mais discrepante foi calculado pelo método da envoltória em  $35\text{ }^{\circ}\text{C}$ , que resultou apenas  $0,02\%$  maior que o valor teórico. Ainda assim, este método gera resultados estatisticamente iguais aos demais, o que concorda com o apresentado nas



**Figura 5.13.** Estimativa da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de temperatura (ponto-flutuante): (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão.

simulações de sinais sintetizados sem atenuação para relação sinal-ruído elevada.

A estimação da velocidade a partir dos pares de ecos  $a_2-a_3$  e  $a_1-a_3$  mostrou resultados próximos aos da figura 5.13(a), sempre com as curvas dos métodos da correlação e de Hilbert seguindo praticamente a mesma trajetória. O par  $a_1-a_3$  apresentou um comportamento um pouco mais preciso, com desvio-padrão máximo de 0,1 m/s a 30 °C. Como exemplo, e considerando que os erros da correlação e de Hilbert são muito próximos, a tabela 5.2 mostra a velocidade estimada para esta temperatura pelos métodos da correlação e da envoltória para cada par e a respectiva diferença entre os valores obtidos.

**Tabela 5.2.** Estimação de velocidade de propagação em água destilada a 30,09 °C (teórico: 1509,3 m/s).

Par de ecos	Correlação cruzada [m/s]	Envoltória [m/s]	Diferença [%]
$a_1-a_2$	1509,2 ± 0,1	1509,1 ± 0,1	-0,007
$a_2-a_3$	1509,2 ± 0,1	1509,5 ± 0,1	+0,020
$a_1-a_3$	1509,2 ± 0,1	1509,3 ± 0,1	+0,007

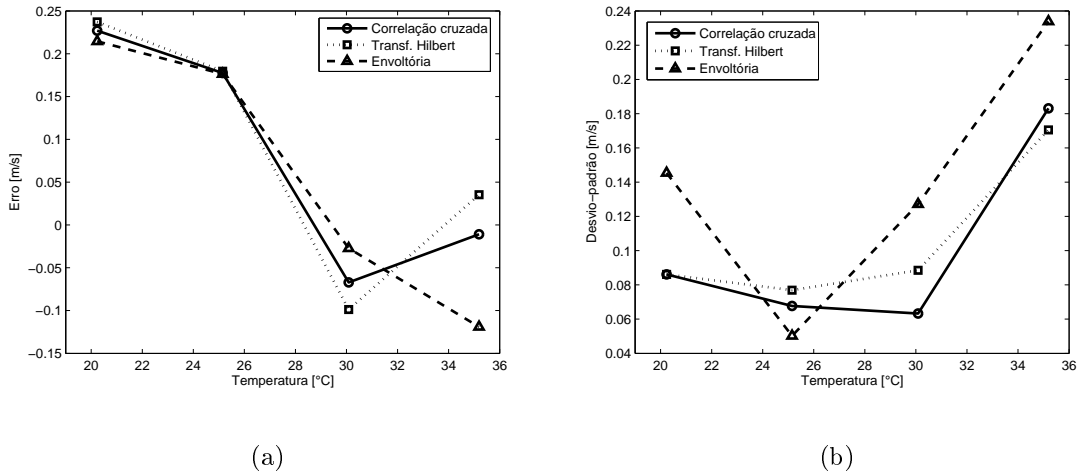
Na tabela 5.2 vê-se, portanto, que a diferença na estimação da velocidade entre os diferentes pares de ecos é muito pequena e até inexistente em alguns casos. O mesmo pode ser dito quando se comparam os resultados entre os dois métodos.

Os resultados em ponto-fixa para o par  $a_1-a_2$  são praticamente iguais aos apresentados em ponto-flutuante e podem ser vistos nas figuras 5.14(a) e 5.14(b). Comparando-se a figura 5.14(a) com as curvas dos ensaios em ponto-flutuante, vê-se que a transformada de Hilbert e a correlação cruzada apresentam valores praticamente iguais em ambos os casos, concordando, assim, com o apresentado no item 5.1. Em alguns pontos, variações ínfimas na segunda casa decimal das velocidades estimadas pela correlação foram registradas, bem como no desvio-padrão das medidas (figura 5.14(b)).

Pequenas variações também são visíveis nos resultados do método da envoltória do sinal analítico, motivadas possivelmente pelas compensações necessárias para a aplicação do método, conforme descrito no capítulo 4. A tabela 5.3 compara as velocidades estimadas pelo método em ponto-fixa e ponto-flutuante com os valores teóricos obtidos.

Como a tabela 5.3 apresenta, há variações de até  $\pm 0,2$  m/s nos valores de velocidade calculados em ponto-fixa em comparação com a versão em ponto-flutuante. A princípio, em alguns pontos, esta variação aproxima o valor final do teórico; porém, há que se observar que estes casos são os que apresentam maiores desvios-padrão.

O segundo ensaio realizado com água destilada, que utilizou o suporte de acrílico mostrado na figura 4.13(a), consistiu na variação do modo de aquisição do osciloscópio (opções “amostra” e “média”), o que induziu a uma variação da relação sinal-ruído



**Figura 5.14.** Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de temperatura (ponto-fixo): (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão.

**Tabela 5.3.** Valores estimados de velocidade de propagação em água destilada pela envoltória do sinal analítico.

Temperatura [°C]	Ponto-fixo [m/s]	Ponto-flutuante [m/s]	Teórico [m/s]	Diferença* [%]
20,24	1483,3 ± 0,1	1483,4 ± 0,1	1483,1	-0,008
25,15	1497,3 ± 0,1	1497,2 ± 0,1	1496,9	+0,007
30,09	1509,3 ± 0,1	1509,1 ± 0,1	1509,3	+0,01
35,19	1520,1 ± 0,2	1520,3 ± 0,2	1520,2	-0,01

\*Diferença entre o valor em ponto-fixo e ponto-flutuante.

dos sinais de eco. Os valores de SNR dos sinais, adquiridos à temperatura de 24,8 °C, estão organizados na tabela 5.4.

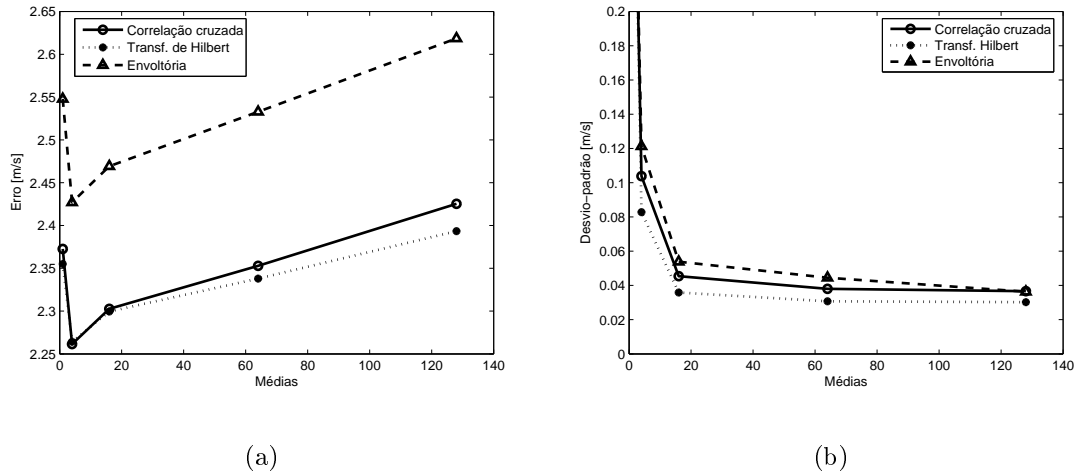
Um importante detalhe percebido na análise da tabela 5.4 é que a variação da relação sinal-ruído praticamente inexistente a partir da média 64 e é muito pequena já para a média 16. Isto permite afirmar que um sistema real que utilize este tipo de filtragem não requer uma média de 128 formas de onda para alcançar uma SNR elevada, o que se traduz em ganhos de tempo de processamento e carga computa-

**Tabela 5.4.** Relação sinal-ruído média dos sinais adquiridos a partir da água destilada ( $T = 24,8\text{ }^{\circ}\text{C}$ ).

Médias	SNR [dB]		
	1º eco	2º eco	3º eco
1	46,1	33,2	24,8
4	52,9	40,0	31,6
16	55,3	42,5	34,0
64	55,7	42,9	34,5
128	55,7	42,9	34,5

cional.

As figuras 5.15(a) e 5.15(b) exibem as curvas de erro e desvio-padrão da velocidade calculada em ponto-flutuante para os diferentes modos de aquisição da tabela 5.4 com base nos ecos  $a_1$ - $a_2$ .



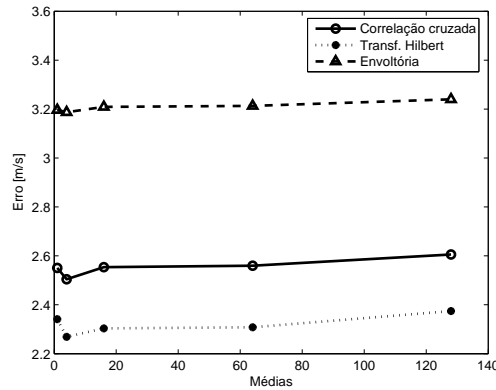
**Figura 5.15.** Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de médias em ponto-flutuante: (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão.

Novamente nota-se na figura 5.15(a), como no experimento anterior e nas simulações com sinais sintetizados sem atenuação, que as curvas dos métodos da correlação cruzada e da transformada de Hilbert seguem trajetórias praticamente iguais. Ao contrário do que foi visto nas simulações, entretanto, os erros aumentam com o aumento do número de médias para os três métodos. Porém, considerando-se os desvios dos dois métodos (figura 5.15(b)) que, junto com a envoltória, apresentaram queda ao longo do eixo, a diferença entre os erros do ponto de média 16 para o de média 128 fica próxima de 0,03 m/s. É interessante ressaltar que, conforme mostra a tabela 5.4, esta faixa de valores de média praticamente não apresenta aumento de SNR.

Os valores de erro, ainda que percentualmente pequenos em comparação com o valor teórico da velocidade, mostram-se pelo menos 10 vezes maiores que os do ensaio de variação de temperatura e chega a ser 26 vezes maior no caso do método da envoltória. Um dos fatores que podem ter influenciado este aumento foi a dificuldade de calibração da altura da câmara de amostra da peça de acrílico utilizada, diferentemente do que ocorre com a célula de medição. Outro fato que pode ter prejudicado as medidas é a falta de paralelismo entre a face do transdutor e o anteparo, mesmo problema encontrado por Carlson et al. (2003).

Em razão desses erros, a estimação a partir dos outros pares de eco apresentou resultados diferentes dos obtidos com o par  $a_1$ - $a_2$ : no caso do par  $a_2$ - $a_3$ , por exemplo, a curva de erros da correlação e de Hilbert apresentaram-se com uma diferença

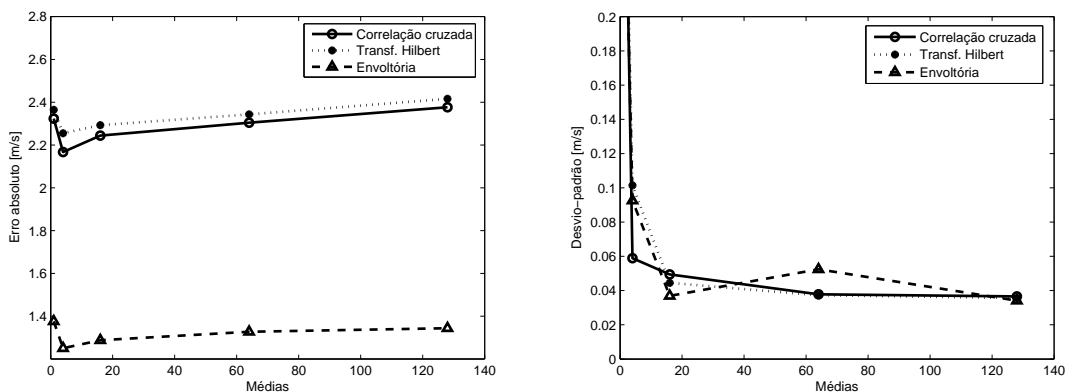
de aproximadamente 0,2 m/s, enquanto o método da envoltória alcançou erros de até 3,2 m/s. No entanto, as curvas mostraram-se mais estáveis, principalmente a partir da média 16 (figura 5.16). Quanto ao desvio-padrão, os valores foram muito próximos, com a ressalva que no ponto de média 128 apresentaram uma pequena elevação de 0,035 m/s.



**Figura 5.16.** Erros de estimação da velocidade de propagação na água destilada a partir do par  $a_2$ - $a_3$ .

Em ponto-fixa, e com base no par  $a_1$ - $a_2$ , os métodos da correlação cruzada e da transformada de Hilbert apresentaram erros muito parecidos com a versão em ponto-flutuante, tanto no comportamento das curvas quanto nos valores (figura 5.17(a)). O fato da curva da correlação estar, neste caso, abaixo da de Hilbert pode ser creditado ao desvio-padrão dos métodos (figura 5.17(b)), cujo valor a partir da média 16 é igual à diferença entre as curvas. Convém observar também que, para estes dois métodos, este parâmetro manteve os mesmos valores encontrados em ponto-flutuante.

O método da envoltória gerou resultados em ponto-fixa bem diferentes dos mos-

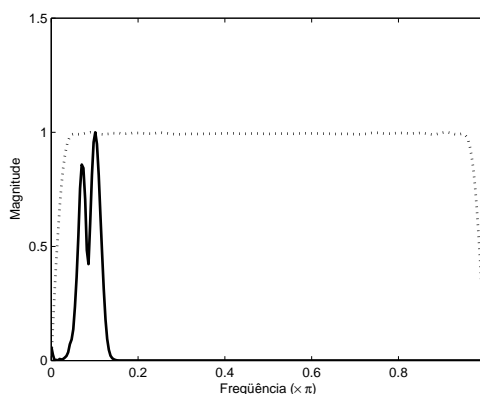


(a)

(b)

**Figura 5.17.** Estimação da velocidade de propagação em água destilada em função da variação de relação sinal-ruído em ponto-fixa: (a) erro da média de 5 medidas; (b) desvio-padrão.

trados na figura 5.15(a). Desta vez, o método foi o que apresentou menores erros, e os desvios das medidas algumas vezes ficaram abaixo dos demais métodos. Os erros chegam a ser quase 2 vezes menores que os dos demais métodos e que os do próprio método em ponto-flutuante. Uma possível causa desta discrepância é o fato do espectro do sinal de correlação apresentar dois picos de magnitudes próximas, o que dificulta a compensação do *ripple* do filtro. A figura 5.18 mostra o espectro do sinal de correlação e do filtro de quadratura gerado em ponto-fixo.



**Figura 5.18.** Espectro do sinal de correlação e do filtro de quadratura em ponto-fixo para os sinais propagados em água destilada.

Em virtude dessa dificuldade, foi tomado como base o pico de maior magnitude para a determinação do fator de compensação, o qual resultou em 1,0. O fator de incremento foi ajustado em 350.

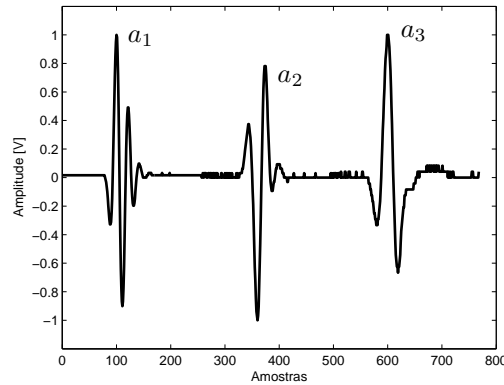
## 5.4 Sinais reais: ensaios com acrílico

Conforme descrito no capítulo 3, o acrílico provoca atenuação nos sinais de eco, o que modifica seu formato e pode provocar alterações nos resultados. A figura 5.19 mostra os ecos  $a_1$ ,  $a_2$  e  $a_3$  normalizados, gerados a partir da montagem da figura 4.14.

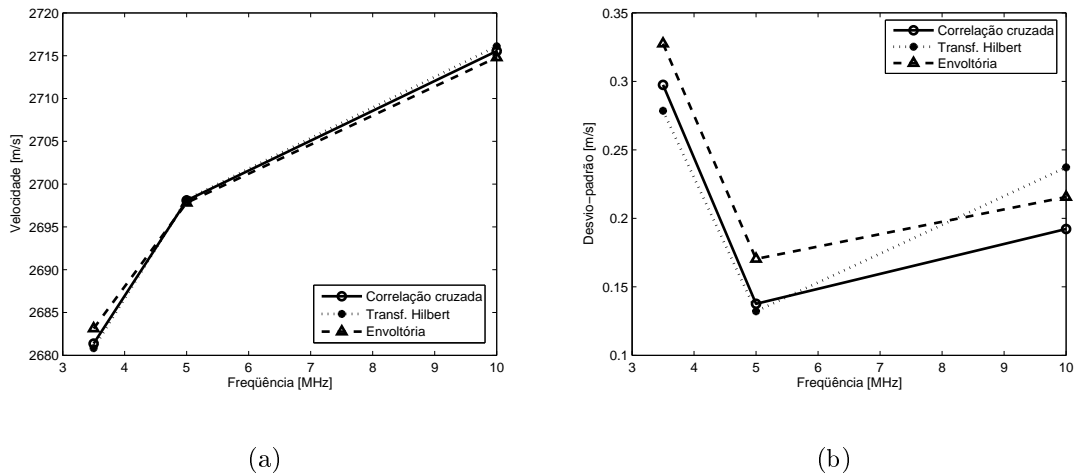
A influência da atenuação do acrílico fica nítida quando compara-se a figura 5.19 com a figura 5.12, que ilustra os ecos provenientes da propagação na água destilada.

No ensaio de variação da frequência do transdutor (frequência de amostragem fixa em 100 MHz), notou-se um aumento na velocidade de propagação em função do aumento na frequência em razão da dispersão, conforme mostra a figura 5.20(a). O mesmo aumento foi percebido por Carlson et al. (2003), embora tenham se limitado às frequências de 5 MHz e 10 MHz.

Ainda de acordo com a figura 5.20(a), os três métodos apresentam resultados com diferenças pequenas ao longo do eixo, em especial no ponto de frequência 5 MHz, onde não ultrapassa 0,4 m/s entre o menor e o maior valores. Este ponto também



**Figura 5.19.** Sinais de eco  $a_1$ ,  $a_2$  e  $a_3$  gerados pela propagação na peça de acrílico e normalizados ( $T = 26,8\text{ }^\circ\text{C}$ ).



**Figura 5.20.** Ensaio com acrílico em função da variação de frequência do transdutor ( $f_a = 100\text{ MHz}$ ): (a) velocidade de propagação estimada no acrílico a partir dos ecos  $a_1$ - $a_2$ ; (b) desvio-padrão das medidas.

apresenta o menor desvio-padrão (figura 5.20(b)) dos três métodos, com vantagem para a correlação e a transformada de Hilbert.

Os ensaios com o transdutor de menor frequência registraram os piores resultados, tanto de discrepância entre os métodos, a qual ficou em pouco mais de 2 m/s, quanto de desvio-padrão.

As estimações também foram calculadas com base no par  $a_1$ - $a_3$  que, relativamente, é o que apresenta maior atenuação. De acordo com a tabela 5.5, os resultados de velocidade e desvio-padrão foram muito próximos aos do par  $a_1$ - $a_2$ . Para as frequências de 5,0 MHz e 10,0 MHz, nota-se uma sensível redução na estimativa da velocidade e, nesta última frequência, um aumento do desvio-padrão.

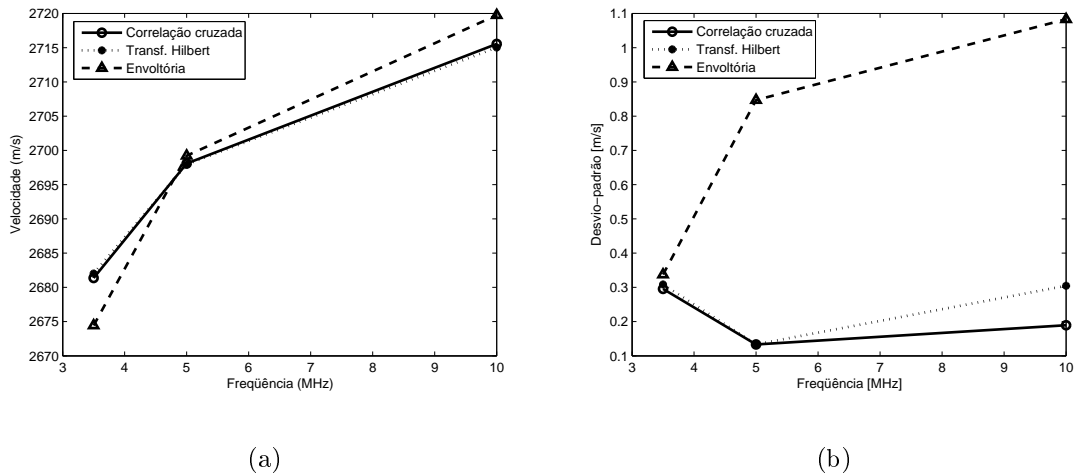
A tabela 5.5 ratifica o apresentado pelo gráfico da figura 5.20(a), mostrando que a frequência relativa 0,05 é a que resulta em menores diferenças e menores desvios entre os métodos. Na verdade, embora tenha havido uma pequena elevação no

**Tabela 5.5.** Velocidade de propagação estimada pelo pares  $a_1-a_2$  e  $a_1-a_3$  ( $f_a = 100$  MHz).

Frequência do transdutor [MHz]	Velocidade estimada [m/s]		
	Corr. cruzada	Transf. Hilbert	Envoltória
3,5 ( $a_1-a_2$ )	$2681,4 \pm 0,3$	$2680,8 \pm 0,3$	$2683,1 \pm 0,3$
3,5 ( $a_1-a_3$ )	$2682,0 \pm 0,2$	$2681,6 \pm 0,2$	$2683,5 \pm 0,3$
5,0 ( $a_1-a_2$ )	$2698,1 \pm 0,1$	$2698,2 \pm 0,1$	$2697,8 \pm 0,2$
5,0 ( $a_1-a_3$ )	$2697,4 \pm 0,1$	$2697,5 \pm 0,1$	$2697,5 \pm 0,1$
10,0 ( $a_1-a_2$ )	$2715,5 \pm 0,2$	$2716,1 \pm 0,2$	$2714,8 \pm 0,2$
10,0 ( $a_1-a_3$ )	$2713,8 \pm 0,4$	$2714,0 \pm 0,3$	$2713,2 \pm 0,6$

desvio para  $f = 10$  MHz, Viola e Walker (2003a) afirmam que os resultados dos métodos por eles utilizados se aproximavam entre si a partir de  $f = 5$  MHz.

A simulação em ponto-fixa, baseada no par  $a_1-a_2$ , apresentou, em geral, curvas próximas das em ponto-flutuante, conforme mostram as figuras 5.21(a) e 5.21(b).

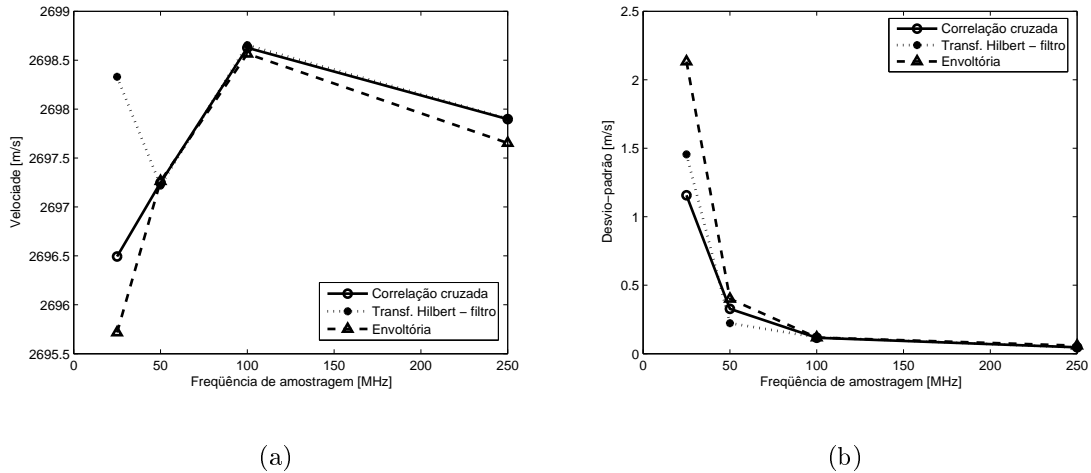


**Figura 5.21.** Ensaio com acrílico em função da variação de frequência do transdutor em ponto-fixa ( $f_a = 100$  MHz): (a) velocidade de propagação estimada no acrílico a partir dos ecos  $a_1-a_2$ ; (b) desvio-padrão das medidas.

Em comparação com os resultados da figura 5.20(a) (ponto-flutuante), o gráfico da figura 5.21(a) mostra que os valores obtidos pelos métodos da correlação cruzada e da transformada de Hilbert são praticamente iguais, bem como a envoltória na frequência de 5 MHz. Por outro lado, na frequência de 3,5 MHz, o método da envoltória apresentou valor 8,5 m/s menor que em ponto-flutuante, enquanto em 10 MHz o resultado foi ligeiramente maior.

Quanto ao desvio-padrão (figura 5.21(b)), verifica-se um crescimento do desvio das medidas do método da envoltória com o crescimento da frequência central, diferente do observado na versão em ponto-flutuante. No caso dos outros dois métodos, o comportamento das curvas é praticamente igual.

O segundo ensaio abordou a variação da frequência de amostragem do osciloscópio, mantendo-se fixa a frequência central do transdutor em 5 MHz. As curvas com os resultados relativos ao par  $a_1$ - $a_2$  são exibidas nas figuras 5.22(a) e 5.22(b).



**Figura 5.22.** Variação da frequência de amostragem para ensaio com acrílico ( $f_{transd} = 5$  MHz): (a) velocidade de propagação estimada; (b) desvio-padrão.

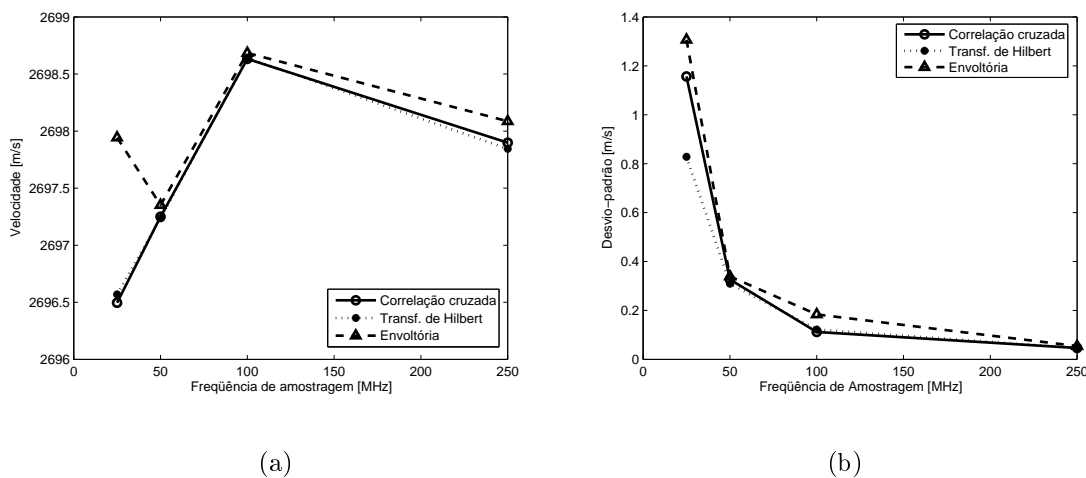
A figura 5.22(a) mostra variações nos valores de velocidade ao longo de todo o eixo, porém percebe-se que, com exceção do ponto de menor taxa de amostragem, os três métodos seguem uma trajetória semelhante. Cabe observar, no entanto, que o ponto de 25 MHz apresenta um desvio-padrão médio 32 vezes maior que o ponto de maior frequência de amostragem, como pode ser visto na figura 5.22(b).

De acordo com as curvas de desvio-padrão, ainda, é possível obter uma precisão de 0,12 m/s para os três métodos a uma frequência de amostragem de 100 MHz (ou seja,  $f_r = 0,05$ ), o que possibilita a aquisição de menor quantidade de pontos, menor consumo de memória e menor tempo de aquisição e processamento de dados.

As estimações realizadas em ponto-fixa (figuras 5.23(a) e 5.23(b)) revelaram valores muito próximos aos das figuras 5.22(a) e 5.22(b). No ponto de menor frequência, os métodos da correlação e da transformada de Hilbert apresentaram melhor concordância entre valores, embora o primeiro método ainda apresente desvio maior que 1 m/s. O uso da amostragem a 100 MHz também possibilitou desvios em torno de 0,12 m/s, exceto o método da envoltória que resultou em 0,18 m/s.

A diferença de tempo de processamento na estimação a partir de vetores com 512 ou 256 amostras pode ser observada na tabela 5.6, que compara os tempos de execução dos três algoritmos no DSP operando a uma frequência de 160 MHz.

Segundo a tabela 5.6, o processamento de 512 amostras de cada sinal de eco exige mais que o dobro do tempo de processamento que no caso de 256 pontos para os três métodos. Nota-se ainda a eficiência computacional da correlação cruzada, que, para 256 pontos, chega a ser 56% mais rápida que a transformada de Hilbert e



**Figura 5.23.** Resultados em ponto-fixo para a variação da frequência de amostragem para o ensaio com o acrílico: (a) velocidade de propagação estimada; (b) desvio-padrão das medidas.

**Tabela 5.6.** Tempo de execução dos algoritmos de estimação de tempo de atraso no DSP C5416 (160 MHz).

Estimador	Tempo de execução (ms)	
	256 pontos	512 pontos
Correlação cruzada	1,6	3,8
Transf. Hilbert	2,5	5,5
Envoltória	4,8	9,8

três vezes mais que o método da envoltória. No caso de 512 pontos, estas diferenças são menores, mas ainda significativas.

O último experimento com o acrílico consistiu na variação da relação sinal-ruído dos sinais de eco, da mesma forma que realizado com a água destilada. Os valores de SNR para este caso estão organizados na tabela 5.7.

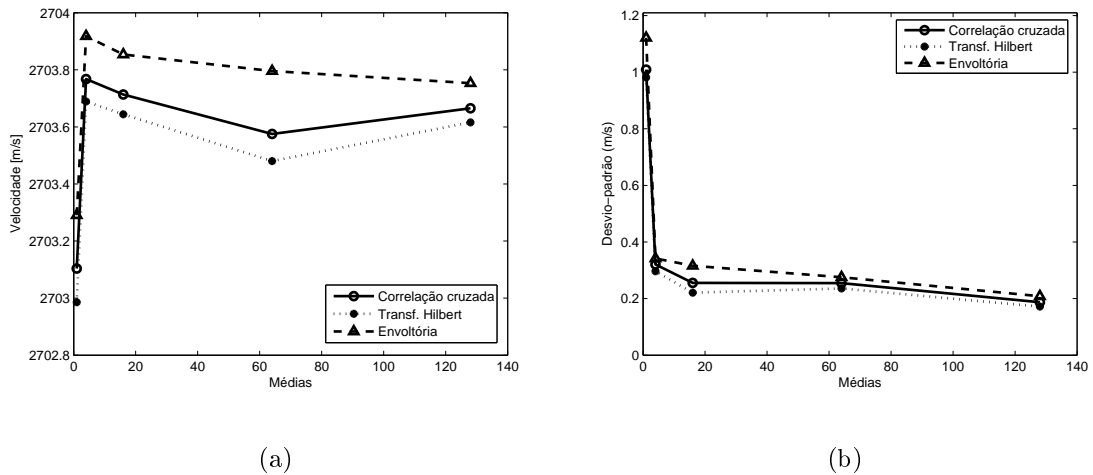
**Tabela 5.7.** Relação sinal-ruído média dos sinais adquiridos a partir da peça de acrílico.

Médias	SNR [dB]		
	1º eco	2º eco	3º eco
1	47,8	28,0	14,3
4	54,2	34,4	20,7
16	57,0	37,3	23,5
64	57,2	37,4	23,6
128	57,2	37,5	23,7

Na tabela 5.7, mostra-se novamente que, a partir da média 16, a variação da relação sinal-ruído é praticamente desprezível. É possível observar também a influência da atenuação neste parâmetro, que fez com que a SNR do 1º eco para o 3º

eco caísse a menos da metade. Na água, esta variação foi, em média, de 24,5%.

As figuras 5.24(a) e 5.24(b) mostram os resultados da velocidade estimada e o desvio das medidas realizadas com o par  $a_1$ - $a_2$ . Neste ensaio a espessura da peça considerada foi de 15,086 mm.



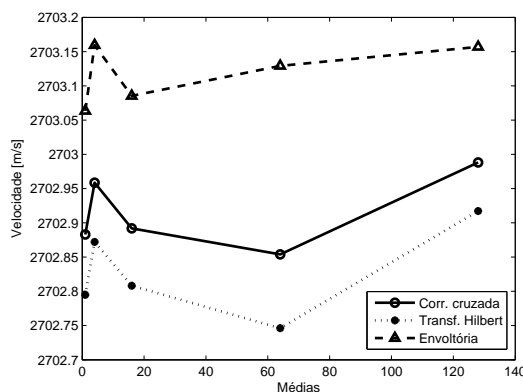
**Figura 5.24.** Variação da relação sinal-ruído para ensaio com acrílico: (a) velocidade de propagação estimada; (b) desvio-padrão das medidas.

As estimações apresentadas na figura 5.24(a) mostram que as curvas dos três métodos, embora distintas, convergem para um valor entre 2703,6 m/s e 2703,8 m/s. O método da envoltória é o que apresenta maiores velocidades e desvio-padrão também ligeiramente superior (figura 5.24(b)).

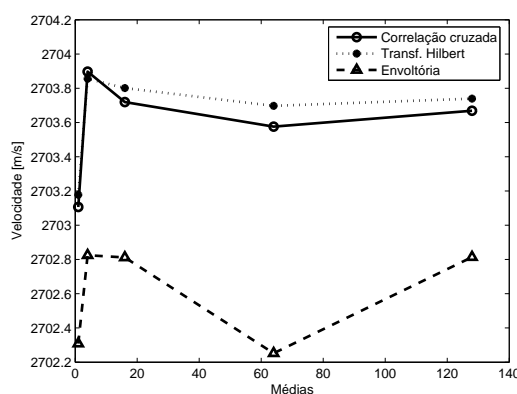
Uma grande diferença é notada no início do eixo, mas, ao mesmo tempo, o desvio-padrão nesta região é em torno de 1,0 m/s, comprovando, assim, a influência do ruído. A atenuação também mostra seu efeito quando se compara o desvio-padrão para a média 128 com o encontrado para a água destilada. O valor resultante, cerca de 0,2 m/s, é 5 vezes maior que o encontrado para a água nas mesmas condições.

A análise do par  $a_1$ - $a_3$  mostra que há uma queda nos valores estimados de velocidade de aproximadamente 0,7 m/s para os três métodos. A convergência anteriormente verificada também deixa de existir, sendo que a envoltória é a que mais se destaca dos outros dois métodos, conforme pode ser visto na figura 5.25. O desvio-padrão mantém-se na mesma ordem de valores, com uma pequena redução no caso da amostra única.

Embora os dois casos sejam considerados estatisticamente iguais, verifica-se que a envoltória estima velocidades maiores que os outros dois métodos, enquanto o método de Hilbert produz os menores valores. Por outro lado, em ponto-fixo isto não foi comprovado, já que o transformador de Hilbert superou todos os métodos, seguido pela correlação e só então pela envoltória. A figura 5.26 exhibe as curvas em questão.



**Figura 5.25.** Curvas de estimação de velocidade em função da variação da SNR para o par  $a_1$ - $a_3$ .



**Figura 5.26.** Velocidades estimadas em ponto-fixa a partir do par  $a_1$ - $a_2$ .

Comparando com a versão em ponto-flutuante, o método da correlação manteve o mesmo comportamento, inclusive com relação aos valores. A diferença verificada no método de Hilbert, de aproximadamente  $+0,2$  m/s pode ser atribuída à quantização dos coeficientes do filtro, mas mantém-se dentro da faixa de desvio-padrão estabelecida. Já o método da envoltória gerou valores fora desta faixa, com diferenças de até  $-1,4$  m/s. A causa também pode ser relacionada aos coeficientes do filtro, somado à propagação de erros em razão de outros cálculos necessários e da necessidade de se ajustar os compensadores.

Quanto ao desvio-padrão, as curvas mostraram sintonia com as respectivas em ponto-flutuante, com exceção do método da envoltória, que apresentou flutuações ao longo do eixo, mas manteve o mesmo valor médio.

## 5.5 Comentários

Foram realizadas simulações com sinais sintetizados com e sem atenuação e com sinais reais propagando-se pela água destilada e pelo acrílico. Alguns parâmetros

foram variados, como relação sinal-ruído, largura de banda, frequência do sinal, frequência de amostragem e temperatura.

A utilização das simulações com sinais sintetizados para o cálculo do tempo de atraso em amostras serviu para uma avaliação prévia dos métodos em questão, e delineamento dos possíveis parâmetros que influenciariam um sistema real. Além disto, foram úteis para a verificação das limitações dos métodos, já que a resolução de 0,1 amostras é algo fundamental para alguns sistemas de ultra-som.

No caso de sinais sem atenuação, foi possível observar que, para baixos valores de SNR, os menores valores de erro da média e desvio-padrão foram obtidos pela transformada de Hilbert nas frequências relativas de 0,02 e 0,05, enquanto a correlação gerou melhores resultados em  $f_r = 0,08$ . Este último método também apresentou melhores resultados para valores de SNR maiores que 40 dB, principalmente para banda estreita. Em ponto-fixo, não foi notada degradação da resolução dos métodos, que mantiveram comportamentos muito parecidos com as simulações em ponto-flutuante. A envoltória foi o método que apresentou maior variação nesta transição, motivada em parte pela quantização dos coeficientes do filtro e propagação dos erros pelas instruções seguintes, além dos fatores compensadores inseridos.

Já as simulações com sinais atenuados mostraram um melhor desempenho do método da envoltória, como previsto por Marple (1999b, 1999a). No entanto, vale ressaltar que o aumento da frequência relativa melhora a estimação realizada pelos métodos da correlação cruzada e de Hilbert. Em ponto-fixo, verificou-se que os erros obtidos foram próximos aos encontrados em ponto-flutuante, mas o desvio-padrão apresentou-se em menores amplitudes.

Os ensaios com água destilada mostraram, no caso da variação de temperatura, erros muito pequenos, de no máximo 0,02%, tanto em ponto-flutuante quanto em ponto-fixo. A aquisição utilizando a opção de 128 médias proporcionou uma elevada relação sinal-ruído, refletindo na estimação estatisticamente igual entre os métodos.

A variação da relação sinal-ruído mostrou que, a partir da média 16, a melhora neste parâmetro é mínima ou inexistente, otimizando, assim, o tempo de aquisição dos sinais e a memória utilizada num sistema real. Nesses ensaios, a utilização da peça de acrílico fez com que os métodos obtivessem estimacões com maiores erros, já que não era possível realizar a calibração precisa como a realizada na célula. Esta dificuldade, aliada à dificuldade em se efetuar o paralelismo entre a face do transdutor e o anteparo, pode ter contribuído para o aumento dos erros em função do aumento do número de médias.

Finalmente, os ensaios com o acrílico mostraram que os métodos podem ser utilizados mesmo com sinais que são propagados em meios que provocam sua atenuação, embora sejam percebidas algumas variações no desvio-padrão. Os resultados neste caso só puderam ser comparados qualitativamente, em razão da dificuldade de se quantificar a velocidade de propagação das ondas no acrílico utilizado. Ainda

assim, foi possível observar uma concordância entre os métodos, principalmente na utilização do transdutor de 5 MHz, ao contrário do observado nas simulações com sinais sintetizados.

A variação da frequência de amostragem possibilitou a determinação de uma taxa mínima para a resolução desejada de 0,1 m/s, fixada em 100 MHz de acordo com o desvio-padrão obtido. Esta taxa possibilita a aquisição de uma menor quantidade de pontos, privilegiando, no caso de um equipamento comercial, o tempo de aquisição e a memória interna, sem prejuízo da precisão, como foi mostrado nas simulações em ponto-fixa.

A variação da relação sinal-ruído mostrou que grandes atenuações entre os ecos tendem a aumentar ligeiramente o desvio-padrão das medidas em comparação com outros sistemas, mostrando que a atenuação e a distorção dos sinais exercem influência nos estimadores.

Da mesma forma que nas simulações com sinais sintetizados e com água destilada, os resultados em ponto-fixa concordaram com as versões em ponto-flutuante.

# Capítulo 6

## Conclusões

A determinação do tempo de atraso é uma das operações mais importantes no processamento de sinais ultra-sônicos e deve ser realizada de maneira acurada para prevenir ou, pelo menos, reduzir erros de outros parâmetros a serem inferidos a partir dele. A estimação pode ser efetuada por diversos métodos, que apresentam melhor ou pior desempenho dependendo do nível de ruído dos sinais, da frequência e largura de banda dos pulsos, do tipo de representação aritmética, da necessidade de processamento em tempo real, dentre outras variáveis. Este trabalho abordou os parâmetros citados, a fim de avaliar o desempenho de alguns métodos de estimação de tempo de atraso de sinais de ultra-som.

As primeiras simulações apresentadas, utilizando sinais sintetizados sem atenuação, permitiram a verificação de comportamentos distintos em função da relação sinal-ruído dos pulsos, principalmente entre a correlação cruzada e a transformada de Hilbert. Observou-se, então, que a alta intensidade de ruído faz com que o método de Hilbert gere melhores resultados para sinais amostrados a uma frequência mínima de 20 vezes a sua frequência central. Frequências menores que esta favorecem a correlação, tornando até mesmo as diferenças entre os desvios dos dois métodos desprezíveis. A correlação cruzada também se sobressai quando suas entradas recebem sinais de banda estreita com elevados valores de SNR, porém sua vantagem diminui com o aumento da banda. O método da envoltória, de maneira geral, apresenta níveis de desvio-padrão maiores que os dos outros métodos, o que compromete a estimação mesmo para sinais com pouco ruído.

Por outro lado, o método da envoltória se sobressai na estimação do tempo de atraso de sinais atenuados, tendendo a erros praticamente nulos a partir de 40 dB. Este resultado é sustentado pelo fato que, embora o atraso de 10,1 amostras não tenha sido suficiente para diferenciar o pico da correlação cruzada e da envoltória, o uso do sinal analítico permite a redução do vício das estimações, como cita Marple (1999a). Já o vício apresentado pelos outros dois métodos, que se sobrepõem, diminui com o aumento da frequência relativa.

Os testes com água destilada ratificaram o exposto pelas simulações com sinais

sintetizados. Nos dois ensaios realizados, os métodos da correlação e de Hilbert geraram curvas muito próximas, com diferenças de no máximo 0,05 m/s. Tal sutileza, no caso do ensaio de variação de temperatura, foi favorecida pela relação sinal-ruído em torno de 50 dB gerada pela aquisição com 128 médias. A mesma hipótese pode ser aplicada aos resultados do ensaio de variação de médias que, embora tenha sido prejudicado pela dificuldade de calibração da câmara de amostra de acrílico e do paralelismo entre a face do transdutor e o anteparo, apresentou SNR média mínima de 39 dB.

Os ensaios com acrílico possibilitaram, além da avaliação da influência da atenuação, a realização de novos testes, como a variação da frequência do transdutor e da frequência de amostragem, além da variação da relação sinal-ruído. Da mesma forma que nas simulações com sinais atenuados, são notadas diferenças de 0,45 m/s a 3,0 m/s entre o método da envoltória e os demais métodos, que se comportam de maneira muito parecida. Infelizmente, a falta de informações a respeito do acrílico utilizado impossibilitou a comparação dos resultados com valores tabelados.

Devido ao aumento da frequência de operação do transdutor, verificou-se um aumento na velocidade de propagação das ondas, em razão da dispersão. Qualitativamente, observou-se uma boa concordância entre os métodos na frequência de 5 MHz ( $f_a = 100$  MHz,  $f_r = 0,05$ ), na qual também apresentaram os menores desvios - com vantagem para a correlação e a transformada de Hilbert.

A variação da frequência de amostragem mostrou que, como apresentado na teoria, o uso de uma taxa menor que seis vezes a frequência do sinal é prejudicial às estimativas. Isto fica nítido quando se observa a brusca queda nos desvios de 25 MHz para 50 MHz. A partir deste ponto, a redução continua, porém num ritmo menos acelerado; de 100 MHz para 250 MHz, por exemplo, a diferença é de apenas 0,07 m/s, e as curvas dos métodos ficam mais próximas. Considerando, além disto, que a aquisição a 250 MHz exige mais que o dobro do tempo de processamento e maior uso de memória em função da quantidade de amostras adquiridas, pode-se concluir que, para o problema em questão, a amostragem realizada a uma taxa 20 vezes maior que a frequência do sinal otimiza as estimativas. Nos ensaios realizados, o desvio a 100 MHz alcançou, em média para os três métodos, apenas 0,12 m/s em ponto-flutuante.

O efeito da atenuação provocou uma redução na SNR entre os ecos se comparada com as relações sinal-ruído obtidas para a água destilada. No entanto, novamente notou-se que os desvios, a partir da média 16, apresentaram variações muito pequenas, da ordem de 0,1 m/s. Ainda assim, considerando que o menor desvio-padrão para o acrílico - registrado para SNR = 47,4 dB no par  $a_1$ - $a_2$  - resultou cerca de cinco vezes maior que o desvio da água para um valor de SNR próximo a este, pode-se dizer que existe influência da atenuação na precisão dos métodos.

Os resultados obtidos em ponto-fixo mostraram que o DSP é capaz de manter

os níveis de erro e desvio-padrão encontrados em ponto-flutuante. O método da envoltória foi o único que apresentou grandes discrepâncias na execução neste tipo de representação, possivelmente em razão da exigência dos compensadores de filtro e dos sinais de correlação e Hilbert. No entanto, na simulação com sinais atenuados, nota-se uma redução do desvio-padrão dos três métodos, possivelmente resultado do arredondamento e/ou truncamento das medidas.

A concordância dos resultados pode ser creditada ao uso de um dispositivo de 16 bits, já que, assumindo que os sinais tenham uma distribuição de amplitudes Gaussiana, pode-se dizer que, de acordo com a equação 3.7, a relação sinal-ruído de quantização é de quase 95 dB, o que praticamente elimina os efeitos negativos deste processo. Mesmo para os sinais reais da água destilada, que têm uma relação de  $\sigma_x = X_m/81$ , a relação sinal-ruído de quantização permanece elevada, em torno de 69 dB. Soma-se a isto, o fato dos DSPs da família TMS320 possuírem acumuladores internos de 32 bits, o que evita *overflow* (MARVEN; EWERS, 1996). Um outro motivo é o uso de algumas variáveis do tipo *float*, cujo formato de 32 bits é armazenado em dois endereços de memória de 16 bits. Vale ressaltar, entretanto, que o uso deste formato deve ser evitado, por aumentar o tempo de processamento e o uso de memória do processador.

Quanto ao tempo de processamento, as simulações mostraram que a correlação cruzada é o algoritmo mais eficiente do ponto de vista computacional. Esta constatação pode ser explicada pelo fato de que o método da transformada de Hilbert tem a correlação cruzada como base de cálculo, enquanto a envoltória possui, além da correlação, a própria transformada de Hilbert.

Finalmente, com base na discussão apresentada, pode-se concluir que a escolha de um estimador de tempo de atraso de alta precisão depende de alguns parâmetros da aplicação proposta, sendo a relação sinal-ruído um dos que mais influenciam em seu desempenho. Desta forma, o método de Hilbert é indicado para o processamento de sinais com maior intensidade de ruído, exigindo, porém, uma amostragem de pelo menos 20 vezes a frequência central do sinal. Na impossibilidade de atingir tal taxa, a correlação cruzada deve ser empregada, especialmente nos casos de sinais de banda estreita e elevados valores de SNR. Já o método da envoltória, embora não tenha sido comprovado na prática, possui a indicação das simulações com sinais atenuados de que seja indicado para os casos em que existe deformação dos sinais de eco. No entanto, seu desempenho é melhor para sinais de banda larga, nos quais o pulso é mais estreito e o pico é mais acentuado, e relação sinal-ruído maior que 40 dB.

Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se citar o uso de filtros para o aumento da SNR dos sinais antes do processamento e a implementação de outros métodos, como um diferenciador discreto para a detecção do pico da correlação, que usaria o mesmo princípio do cruzamento com o zero, mas possivelmente com uma menor carga computacional. Além disso, existem outros métodos cuja imple-

mentação em ponto-fixa não foi avaliada, como a extração da envoltória do sinal de eco através da demodulação por quadratura (ANGRISANI; MORIELLO, 2006), o método de Meyr Spies (VIOLA; WALKER, 2003a), dentre outros. É necessário também otimizar os algoritmos implementados em DSP, com a minimização do uso de variáveis do tipo *float* e a integração dos resultados dos estimadores com algoritmos de reconhecimento de padrões baseados em redes neurais, de tal forma a caracterizar substâncias com precisão e de forma automática. Sugere-se, ainda, a implementação em FPGA para avaliação da acurácia e do tempo de processamento. Além disto, estes métodos podem ser implementados na prática, no sentido de desenvolver um equipamento portátil de caracterização de líquidos, por exemplo.

## Referências Bibliográficas

ADAMOWSKI, J. C. et al. Ultrasonic measurement of density of liquids. **Journal of the Acoustical Society of America**, New York, v. 97, p. 354–361, 1995.

AMBARDAR, A. **Analog and digital signal processing**. 2. ed. Califórnia, EUA: Brooks/Cole Publishing Company, 1999.

ANGRISANI, L.; MORIELLO, R. S. L. Estimating ultrasonic time-of-flight through quadrature demodulation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New Jersey, v. 55, p. 54–62, 2006.

BAMBI, G. et al. Real-time digital processing of doppler ultrasound signals. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND PROCESSING. [S.l.]: IEEE, 2005. v. 5, p. 977–980.

BAMBI, G. et al. A novel ultrasound instrument for investigation of arterial mechanics. **Ultrasonics**, v. 42, p. 731–737, 2003.

BOUCHER, R. E.; HASSAB, J. C. Analysis of discrete implementation of generalized cross-correlator. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, New Jersey, v. 29, n. 3, p. 609–611, 1981.

BURR-BROWN. **PCM 3002/3003 16-/20-bit single-ended analog input/output stereo audio codecs**. Arizona, EUA, 2000.

CABOT, R. C. A note on the application of the hilbert transform to time-delay estimation. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, New Jersey, v. 29, n. 3, p. 607–609, 1981.

CARLSON, J. E. et al. Frequency and temperature dependence of acoustic properties of polymers used in pulse-echo systems. **IEEE Ultrasonics Symposium**, v. 1, p. 885–888, 2003.

CÉSPEDES, I. et al. Methods for estimation of subsample time-delays of digitized echo signals. **Ultrasonic Imaging**, v. 17, p. 142–171, 1995.

CHASSAING, R. **DSP applications using C and the TMS320C6x DSK**. New York, EUA: John Wiley & Sons, Inc., 2002.

ELAM, D.; IOVESCU, C. Rel. Téc., **A block floating-point implementation for an N-point FFT on the TMS320C55x DSP**. Texas, EUA: [s.n.]. 2003.

FERTNER, A.; SJÖLUND, A. Comparison of various time-delay estimation methods by computer simulation. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, New Jersey, v. 34, p. 1329–1330, 1986.

FOWLER, K. Data processing in measurement instrumentation. **IEEE Instrumentation & Measurement Magazine**, New Jersey, v. 9, p. 36–42, 2006.

FRANTZ, G.; SIMAR, R. Rel. Téc., **Comparing fixed- and floating-point DSPs**. Texas, EUA: [s.n.]. Agosto 2004.

GAFFAR, A. A. et al. Unifying bit-width optimisation for fixed-point and floating-point designs. In: PROCEEDINGS OF ANNUAL IEEE SYMPOSIUM ON FIELD-PROGRAMMABLE CUSTOM COMPUTING MACHINES, 12. [S.l.]: IEEE, 2004. p. 1–10.

GAMMELL, P. M. Improved ultrasonic detection using the analytic signal magnitude. **Ultrasonics**, v. 19, n. 2, p. 73–76, 1981.

GRENNBERG, A.; SANDELL, M. Estimation of subsample time-delay differences in narrowband ultrasonic echoes using the hilbert transform correlation. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control**, New Jersey, v. 41, n. 5, p. 588–595, 1994.

GROSSO, V. A. D.; MADER, C. W. Speed of sound in pure water. **Journal of the Acoustical Society of America**, New York, v. 52, n. 5, p. 1442–1446, 1972.

GUEUNING, F. E. et al. Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods. **IEEE Transactions on Instrumentations and Measurement**, New Jersey, v. 46, p. 1236–1240, 1997.

HASSAB, J. C.; BOUCHER, R. E. Optimum estimation of time-delay by a generalized correlator. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, New Jersey, v. 27, n. 4, p. 373–380, 1979.

HIGUTI, R. T. **Ensaios não-destrutivos por ultra-som para inspeção de corrosão em tubulações**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1994.

HIGUTI, R. T. **Caracterização de líquidos por ultra-som**. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2001.

HIGUTI, R. T. et al. Thermal characterization of an ultrasonic density-measurement cell. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New Jersey, v. 56, n. 3, p. 924–930, 2007.

LAI, X.; TORP, H. Interpolation methods for time-delay estimation using cross-correlation method for blood velocity measurement. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, New Jersey, v. 46, p. 277–290, 1999.

LIMA, F. V. F. **Desenvolvimento de um sistema acústico de posicionamento submarino**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2003.

MARIOLI, D. et al. Digital time-of-flight measurement for ultrasonic sensors. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New Jersey, v. 41, n. 7, p. 93–97, 1992.

MARPLE, S. L. Computing the discrete-time “analytic” signal via fft. **IEEE Transactions on Signal Processing**, New Jersey, v. 47, p. 2600–2603, 1999a.

MARPLE, S. L. Estimating group delay and phase delay via discrete-time analytic cross-correlation. **IEEE Transactions on Signal Processing**, New Jersey, v. 47, n. 9, p. 2600–2603, 1999b.

MARTINHON, G. Rel. Téc., **Metodologia para criação de projetos no DSP TMS320VC5416 Texas Instruments**. Ilha Solteira - SP: [s.n.]. Maio 2007.

MARVEN, C.; EWERS, G. **A simple approach to digital signal processing**. EUA: John Wiley & Sons, Inc., 1996. (Topics in Digital Signal Processing).

MATHWORKS. **Fixed-Point blockset for use with Simulink**. [S.l.], 1999.

MCCLEMENTS, D. J. Advances in the application of ultrasound in food analysis and processing. **Trends in Food Science & Technology**, v. 6, p. 293–299, 1995.

MORENO, E.; GARCÍA, F.; CASTILLO, M. Measurement of ultrasonic velocity in viscoelastic materials using the wavelet transform. **IEEE Ultrasonics Symposium**, v. 1, p. 827–830, 1999.

NAKAHIRA, K. et al. Distance measurement by an ultrasonic system based on a digital polarity correlator. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New Jersey, v. 50, n. 6, p. 1748–1752, 2001.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Discrete-time signal processing**. 2. ed. New Jersey, EUA: Prentice Hall, Inc., 1999.

OPPENHEIM, A. W.; SCHAFER, R. W. **Discrete-time signal processing**. New Jersey, EUA: Prentice Hall, Inc., 1989.

PARHI, K. K. **VLSI digital signal processing systems: design and implementation**. New York, EUA: John Wiley & Sons, Inc., 1999.

PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. **Digital Signal Processing: principles, algorithms and applications**. 3. ed. New Jersey, EUA: Prentice Hall, Inc., 1996.

SHORS, S. M. et al. A method for determining high-resolution activation time-delays in unipolar cardiac mapping. **IEEE Computers on Cardiology**, New Jersey, p. 157–159, 1994.

SPECTRUM DIGITAL. **TMS320VC5416 DSK technical reference**. Texas, EUA, 2002.

TEXAS INSTRUMENTS. **Digital signal processing: C54x DSPs**. Disponível em: <<http://www.dspvillage.com>>. Acesso em 16 abr. 2007.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320C54x DSP library programmer's reference**. Texas, EUA, 2001.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320C54x DSP reference set**. CPU and peripherals. Texas, EUA, 2001. v.1.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320VC5416 fixed-point digital signal processor data manual**. Texas, EUA, 2005.

UREÑA, J. et al. Correlation detector based on a fpga for ultrasonic sensors. **Microprocessors and Microsystems**, v. 23, p. 25–33, 1999.

VIOLA, F.; WALKER, W. F. A comparison of the performance of time-delay estimators in medical ultrasound. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, New Jersey, v. 50, n. 4, p. 392–401, 2003a.

VIOLA, F.; WALKER, W. F. A new algorithm for continuous time-delay estimation using sampled data. **IEEE Symposium on Ultrasonics**, v. 2, p. 5–8, 2003b.