

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
ELETRICIDADE**

José Igor Santos de Oliveira

Medição de múltiplas fases de nível de líquidos usando filtro adaptativo: técnicas, métodos e simulações.

São Luís – MA
2005

Medição de múltiplas fases de nível de líquidos usando filtro adaptativo: técnicas, métodos e simulações

José Igor Santos de Oliveira

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como parte dos requisitos para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

São Luís – MA
2005

Oliveira, José Igor Santos de

Medição de múltiplas fases de nível de líquidos: técnicas, métodos e simulações / José Igor Santos de Oliveira. – São Luís, 2005.

72f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia de Eletricidade) Centro de Ciências Exatas e Tecnologia, Universidade Federal do Maranhão, 2005.

1. Medição de Nível 2. Filtro Adaptativo 3. Sinal Ultra-sônico
4. Medição de Tempo de Vôo 6. Detecção de Eco
7. Processamento Digital de Sinais I. Título.

CDU: 621.391

Medição de múltiplas fases de nível de líquidos usando filtro adaptativo: técnicas, métodos e simulações

José Igor Santos de Oliveira

Dissertação aprovada em 21 de setembro de 2005

Prof. Dr. Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda
(Orientador)

Prof. Dr. Allan Kardek Dualibe Barros Filho
(Co-orientador)

Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire
(Membro da Banca Examinadora)

Prof. Dr. Adrião Duarte Dória Neto
(Membro da Banca Examinadora)

Dedicatória

A Deus, por tudo.

Aos meus pais, Lauro e Francisca, e irmãos.

A minha esposa, Eliete.

Aos meus dois filhos, Laura e Pedro Igor.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por ter me dado forças para conseguir tudo o que tenho e por sempre me guiar na vida.

Aos meus orientadores Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda e Allan Kardek Dualibe Barros Filho, pela orientação segura e firme, pela confiança que me foi dada na oportunidade de realizar este trabalho e acima de tudo, pela amizade.

À Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade, em especial a Prof^ª. Maria da Guia da Silva e a Alcides Neto, pelo grande apoio e incentivo.

Ao Prof. João Viana da Fonseca Neto, pelo incentivo, apoio, esclarecimento e amizade.

Aos colegas de curso, Maxwell Borges, Juan Mauricio, Jaderson Oliveira, Mauro Pinto, Rycardo Bruno, Will Almeida, Silvangelia dentre muitos outros.

A CAPES pelo apoio financeiro

A medição de nível, além das aplicações em reservatórios de processos industriais, como nas indústrias químicas, farmacêuticas, petroquímicas, de refino de alumina etc., é aplicável também em reservatórios expostos ao ar livre, tais como diques, lagos e lagoas, barragens e outros. Medir nível na maioria dos casos tem grande impacto na segurança das pessoas, do meio ambiente, e do processo envolvido, além de influenciar na qualidade do produto final.

Pode-se medir nível de diversas formas que vão desde um simples flutuador até um sofisticado sistema por Tempo de Vôo de ondas que processa a informação que retorna na forma de eco refletido após a emissão de um sinal. Um Sistema como esse pode utilizar diversos tipos de ondas para levar a informação da transmissão, as mais comuns são microondas, infravermelhas e as ultra-sônicas.

Nesse trabalho descreve-se um método que se utiliza da técnica do Tempo de Vôo com o uso de ondas ultra-sônicas em associação com a filtragem adaptativa para determinar a localização dos níveis dos líquidos contidos em um recipiente de altura conhecida. É feito um estudo de robustez do método com base em simulações, através da variação da relação sinal ruído e da taxa de amostragem. Compara-se com os resultados obtidos com o uso da Transformada de Hilbert, Transformada de Fourier e da Transformada Wavelets, considerando o tempo de processamento e a incerteza na medição.

Palavras-chave: Medição de Nível, Filtro Adaptativo, Sinal Ultra-sônico, Medição de Tempo de Vôo, Detecção de Eco, Processamento Digital de Sinais.

The level measurement, besides the applications in reservoirs of industrial processes, as in the industries chemical, pharmaceutical, chemical petroleum, of I refine of alumina etc, it is applicable also in reservoirs exposed outdoors, such as dikes, lakes and ponds, dams and other. To measure level in most of the cases has great impact in the people's safety, of the environment, and of the involved process, besides influencing in the quality of the final product.

Level in several ways can be measured that space from a simple float to a sophisticated system for time of flight of waves that processes the information that returns after the emission of a sign. System as that can use several types of waves to take the information of the transmission, the most common are microwaves, infrared and the ultrasonic ones.

In that work a method is described that is used of the technique of the time of flight with the use of ultrasonic waves in association with the adaptive filtering to determine the location of the levels of the liquids contained in a container of known height. It is made a study of robustness of the method with base in simulations, through the variation of the relationship sign noise and of the sampling tax, in comparison with the results obtained with the use of Hilbert Transform, Fourier Transform and Wavelet Transform, considering the time of processing and the measurement uncertainty.

Keywords: Level Measurement, Adaptive Filtering, Ultrasonic Signals, Time-of-Flight Measurement, Echo Detection, Digital Signal Processing.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xi
Lista de Símbolos	xii
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1. Organização do Trabalho.....	2
Capítulo 2 – Definição do Problema	4
2.1. Técnica do Tempo de Vôo.....	4
2.2. Incerteza na Determinação do Tempo de Vôo	5
2.3. Propriedades das ondas sonoras e a velocidade do som.....	6
2.4. Transdutores Ultra-sônicos.....	10
2.5. Método da Diferença de Fase	11
2.6. Método da Detecção do Eco de Pulso	13
2.7. Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso	16
Capítulo 3 – Identificação do Eco no Sinal Recebido.....	18
3.1. Transformada de Fourier	18
3.2. Short Time Fourier Transform	22
3.3. Hilbert Transform	24
3.4. Análise Wavelets	26
3.5. Filtro Adaptativo	29
3.6. Aplicações de Filtro Adaptativo	35
Capítulo 4 – Simulações e Estudo Comparativo entre Métodos	39
4.1. O Sistema de Medição.....	39
4.2. Comparação entre métodos	42
4.3. Comportamento do Filtro Adaptativo	46
Conclusão	49
Referências	51
ANEXO A – Modelos para Simulação.....	53
ANEXO B – Código Fonte das Funções para Simulação	55
ANEXO C – Data Sheet típico de Transdutor Ultra-sônico.....	57

Lista de Figuras

Figura 1 – Configuração do posicionamento dos sensores quanto à localização no recipiente.	5
Figura 2 – Ilustração da aplicação da técnica do Tempo de Vôo para medição de vários níveis	5
Figura 3 – Comportamento típico da magnitude e da fase de um transdutor ultra-sônico.....	11
Figura 4 – Ilustração do Cruzamento por Zero: sinal transmitido, sinal recebido e trem de pulsos retangular resultado do Cruzamento por Zero.....	12
Figura 5 – Método da diferença de fase utilizando modulação DSBSC-AM. Portadora com frequência de 40 kHz e envoltória de frequência de 400 Hz.....	13
Figura 6 – Sinal Típico de um transdutor ultra-sônico com parâmetros $m = 2$, $\mu = 36 \times 10^{-3}$ e frequência de ressonância $f_s = 40$ kHz, ilustrando o atraso adicionado devido ao tempo de subida.....	15
Figura 7 – Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso. Estratégia com repetição de todos sub-processos.....	17
Figura 8 – Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso. Estratégia com repetição de apenas dois sub-processos.....	17
Figura 9 – (a) modelo contínuo no tempo de um sinal amostrado; (b) modelo discreto no tempo de um sinal amostrado.....	21
Figura 10 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) respectiva envoltória obtida via STFT com média de 10 espectros usando a janela Hamming. Frequência de amostragem de $10f_s$	23
Figura 11 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) respectiva envoltória extraída da magnitude do Sinal Analítico do eco de pulso obtido por HT. Frequência de amostragem de $10f_s$	25
Figura 12 – Banco de filtro no nível mais simples, s é o sinal original, D detalhe e A aproximação.	27
Figura 13 – Ilustração do processo de síntese.	28
Figura 14 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) eco obtido com remoção de ruído por WT. Frequência de amostragem de $10f_s$	29
Figura 15 – Diagrama de blocos generalizado de um Filtro Adaptativo.....	30
Figura 16 – Estrutura de um filtro FIR.....	31
Figura 17 – Estrutura de um filtro IIR.....	32

Figura 18 – Cancelador Adaptativo de Ruído.	37
Figura 19 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) eco obtido com remoção adaptativa de ruído. Freqüência de amostragem de $10f_s$	38
Figura 20 – Sistema de Medição com o uso de Cancelador Adaptativo de Ruído.....	39
Figura 21 – Resposta dos modelos de transdutores ultra-sônicos ao pulso de 0,0125 ms, (a) Filtro Bessel e (b) Filtro Butterworth.	41
Figura 22 – Análise comparativa dos resultados obtidos nas simulações para determinação do primeiro nível. Freqüência de amostragem de $10f_s$, (a) incerteza e (b) erro em função da relação sinal-ruído.	44
Figura 23 – Análise comparativa dos resultados obtidos nas simulações para determinação do segundo nível. Freqüência de amostragem de $10f_s$, (a) incerteza e (b) erro em função da relação sinal-ruído.	45
Figura 24 – Comparativo dos tempos de processamento dos métodos em percentual proporcional ao maior tempo obtido.	45
Figura 25 – (a) Gráfico do comportamento da incerteza e (b) do erro com a variação do passo de adaptação na determinação do primeiro nível. Freqüência de amostragem de $10f_s$ e SNR = 0 dB.	46
Figura 26 – (a) Gráfico do comportamento da incerteza e (b) do erro com a variação do passo de adaptação na determinação do segundo nível. Freqüência de amostragem de $10f_s$ e SNR = 0 dB.	47
Figura 27 – Gráfico do comportamento do erro com a variação da freqüência de amostragem para determinação do primeiro e segundo nível. Relação Sinal Ruído SNR = 0 dB e passo de adaptação $\mu = 0,001$	48
Figura 28 – Comparativo dos tempos de processamento em função da freqüência de amostragem.....	48
Figura 29 – Modelo para obtenção da resposta dos sensores ao pulso de excitação de 0,0125 ms e aos ecos com atraso. As saídas rs (sinal recebido) e ns (sinal de ruído) são utilizadas como resposta desejada e entrada do filtro adaptativo, respectivamente.....	53
Figura 30 – Modelo para obtenção da resposta dos sensores ao pulso de excitação de 0,0125 ms e aos ecos com atraso. Os sinais dos sensores são levados para o modelo do filtro adaptativo. As saídas err (sinal de erro) e ref (sinal de referência) são utilizadas pelo algoritmo de correlação cruzada.	54

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Velocidade do som transmitido à 0°C e 1 atm, a menos que outro valor seja especificado.	9
Tabela 2 – Resultado das simulações para o primeiro eco.	43
Tabela 3 – Resultado das simulações para o segundo eco.	43

Lista de Símbolos

$\frac{\partial(\cdot)}{\partial(\cdot)}$ – derivada parcial

\bar{P} - potência média

θ – ângulo de fase

α – coeficiente de atenuação

β – coeficiente de atenuação e espalhamento de sinal

λ – comprimento de onda

\Re – conjunto dos números reais

π – constante igual a 3,1415926535897932384626433832795

ρ - densidade

ε – erro

τ – temperatura

Δ – variação

δ – variação infinitesimal ou pequena variação

$\omega(\cdot)$ – coeficiente do Filtro Adaptativo

$\delta(\cdot)$ – função impulso

$\Phi(\cdot)$ – vetor de estado do Filtro Adaptativo

$\mu(\cdot)$ ou μ – passo de adaptação

\Re^{*+} – conjunto dos números reais positivos e diferentes de zero

Ψ_{ab} – Wavelet Mãe (*Wavelet Mother*)

A – amplitude

a – fator de escalamento para a Transformada Wavelet

A_j – na decomposição Wavelet, aproximação ao j-ésimo nível de decomposição

AM – Amplitude Modulada (*Amplitude Modulation*)

AM-SC – Amplitude Modulada com portadora suprimida (*amplitude modulation-suppressed carrier*)

b – fator de translação para a Transformada Wavelet

$C(hT)$ – Função de Correlação Cruzada

c_n – coeficiente de Fourier

C_p – constante de calor específico de pressão
 C_v – constante de calor específico de volume
 d – distância entre a fonte emissora e o nível a ser medido
 $d(\cdot)$ – sinal desejado
 D_j – na decomposição Wavelet, detalhe ao j -ésimo nível de decomposição
 e – constante base do logaritmo natural igual 2,71828182845904
 E – módulo de elasticidade
 $e(\cdot)$ – função ou sinal de erro
 $E\{\cdot\}$ – integral esperança
 f – frequência
 $\mathcal{F}\{\cdot\}$ – Transformada de Fourier (*Fourier Transform* – FT)
 $\mathcal{F}\{\cdot\}^{-1}$ – Transformada Inversa de Fourier (*Inverse Fourier Transform* – IFT)
 f_a – frequência de amostragem
 f_s – frequência de ressonância ou frequência nominal
 $\mathcal{F}_{ST}[\cdot]$ – Transformada de Fourier de Tempo Curto (*Short Time Fourier Transform* – STFT)
 g – razão entre constantes de calor específico de pressão e de volume
 H – localização dos sensores tendo como referência o fundo de um reservatório
 $\mathcal{H}\{\cdot\}$ ou $\mathcal{V}(\cdot)$ – Transformada de Hilbert (*Hilbert Transform* – HT)
 I – intensidade de som
 $\text{Im}\{\cdot\}$ – parte imaginária de um sinal
 j – constante igual a $\sqrt{-1}$
 $J_{LMS}(\cdot)$ – Função de Custo *LMS* (*LMS – Least-Mean-Squares*)
 $J_{MSE}(\cdot)$ – Função de Custo *MSE* (*MSE – Mean-Squared Error*)
 kd – índice de atraso
 L – nível de material em um reservatório ou recipiente
 \log – logaritmo na base 10
 m – coeficiente que modula a porção inicial finita de pulso de sinal ultra-sônico
 M – peso molecular
 mu – coeficiente que determina o final de pulso de sinal ultra-sônico
 $n(\cdot)$ – sinal de ruído
 N_{L1} – Função de Norma Nível 1
 N_{L2} – Função de Norma Nível 2

p – pressão
 P – valor principal de Cauchy
 $p_n(e)$ – função densidade de probabilidade do erro no instante n
 R – constante universal dos gases igual a 8,31441 J/mol K (Joule/mol Kelvin)
 $r(.)$ – sinal recebido
 $\text{Re}\{.\}$ – parte real de um sinal
 S – área de secção transversal
 $s(.)$ – sinal
 $s[.]$ – sinal discreto
 $\text{sgn}()$ – *Signum Function*, definida com -1 para valores negativos do domínio, 1 para positivos do domínio e zero em zero.
 SL – nível de intensidade sonora
 SNR – Relação Sinal Ruído (*Signal to Noise Ratio* – SNR)
 T – período de amostragem
 t – tempo de vôo
 Td – atraso
 Tr – tempo de subida de sinal
 u – incerteza
 v – velocidade de propagação de um sinal
 $\text{var}()$ – variância
 $\hat{W}()$ – Transformada Wavelet (*Wavelet Transform* – WT)
 $\mathbf{W}()$ – vetor de coeficientes do Filtro Adaptativo
 $w[.]$ – Função Janela pra a STFT
 $W_{MSE}()$ – Solução de Wiener
 x – posição
 $x(.)$ – sinal de entrada do Filtro Adaptativo
 $\mathbf{X}()$ – vetor sinal de entrada do Filtro Adaptativo
 $y(.)$ – sinal de saída do Filtro Adaptativo
 Z – conjunto dos números inteiros

Capítulo 1 – Introdução

Nível é a distância de preenchimento cotada a partir do ponto mais ao fundo até o ponto mais alto de um dado material de processo, líquido ou sólido granulado, contido no interior de um tanque, vaso, reservatório ou outro recipiente. Esse valor pode ser indicado em valores absolutos ou percentuais, em valores contínuos, quantizados ou do tipo pontual (chaves de nível), ficando a critério das exigências do processo requerente. Material de processo é toda substância que pode ser transportada, armazenada e que tem função bem definida na fabricação de um produto [1].

A medição de nível aplica-se em vários casos como, por exemplo, na medição do volume de combustível contido num tanque de um veículo ou na determinação da profundidade de um reservatório natural de água. Dependendo do caso podem-se adotar diferentes soluções que são restringidas pelo tempo de resposta, grau de exatidão e de precisão que o processo requer, além das limitações econômicas e possibilidade do sensor manter contato com material.

Em muitos casos, a medição de nível não pode ser realizada mantendo contato com o material em análise, porque ou o material é frágil e perde suas características, ou o material é agressivo e destrói o instrumento de medida, ou é impossível fisicamente manter contato, como por exemplo, nos casos de refino de alumínio em que muitos processos contem grande concentração de soda caustica a qual destrói os sensores e provoca queimaduras quando em contato com a pele. Nas indústrias farmacêuticas, o contato com material pode mudar suas propriedades químicas e afetar o grau de pureza a ser alcançado no produto final.

Em alguns casos, geralmente em processos que envolvem separação por filtração, decantação ou transbordo, deseja-se determinar a quantidade dos materiais contidos no recipiente de armazenamento sendo necessário então a medição das múltiplas fases existentes.

Medir as múltiplas fases de líquidos utilizando instrumento ultra-sônico implica necessariamente na ausência de contato com pelo menos uma das camadas do material em análise, a não ser que o sensor se desloque ao longo do espaço contendo o material em análise, entretanto esta solução se aplica a um pequeno universo de problemas e requer uma grande quantidade de manutenções para manter um bom funcionamento.

Existem vários métodos que possibilitam a medição do nível de líquidos utilizando sensores ultra-sônicos. O uso de métodos analógicos é muito comum devido a grande

facilidade de implementação e o seu baixo custo, porém não oferecem grande qualidade na medição e em alguns casos são ineficazes quando parâmetros como Relação Sinal Ruído (S/R), Potência do eco e outros estão fora da faixa de operação do sistema de medição, sendo assim necessários ajustes que nem sempre são suficientes para garantir a medição. Os métodos digitais oferecem grande qualidade na medição e maior flexibilidade na variação dos parâmetros que caracterizam o meio de medição, porém requer um hardware com capacidade de processamento o que pode aumentar o custo do final do instrumento.

A medição de apenas um nível pode ser realizada com boa eficiência utilizando-se a técnica do Tempo de Vôo (*Time of Flight* – ToF), que é o tempo decorrido entre a transmissão e recepção de um sinal. Esse tempo pode ser obtido de várias maneiras, as duas mais conhecidas são por emissão contínua de uma onda ou por eco de pulso. Quando de maneira contínua, o Tempo de Vôo é determinado pela diferença de fase entre o sinal emitido continuamente e o recebido. Nesse caso os resultados são obtidos com grande precisão ao custo de um hardware e algoritmo sofisticados [2].

O Tempo de Vôo por eco de pulsos é determinado por meio da contagem do tempo entre a emissão do pulso e a recepção do eco. Essa contagem pode ser facilmente obtida com o uso de contadores, os quais são iniciados simultaneamente à transmissão do sinal e parados com a detecção do Cruzamento de Limiar (*Threshold Crossing* - ThC) do envelope do sinal de recepção. O *Threshold Crossing* pode apresentar incertezas relativamente altas devido à atenuação e mudança de fase do sinal. De outra forma, melhores resultados podem ser obtidos com o uso de algoritmos de correlação entre o sinal recebido e de referência [3].

O objetivo desse trabalho é desenvolver um método com base na técnica do Tempo de Vôo para medição de múltiplas fases de nível de líquidos, sem contato com o material em análise e que seja robusto tanto na variação da relação sinal ruído quanto na variação da taxa de amostragem do eco de sinal recebido, utilizando um hardware tão simples quanto possível. Assim, nos próximos capítulos mostraremos que uma forma alternativa para a realização desse tipo de medição é com o uso de sensores ultra-sônicos utilizando Filtragem Adaptativa.

1.1. Organização do Trabalho

O Trabalho está organizado em 05 (cinco) capítulos descritos abaixo:

Capítulo 2 – Definição do Problema. Apresenta-se nesse aqui a definição do problema e as principais variáveis envolvidas. Defini-se a técnica do Tempo de Vôo, os métodos da

diferença de fase e da detecção do eco de pulso de modo generalizado para vários níveis e explica-se o modelo do eco do sinal ultra-sônico.

Capítulo 3 – Identificação do eco no sinal recebido. Neste capítulo, é realizada uma descrição sucinta de algumas ferramentas para identificação do eco no sinal recebido, a Transformada de Hilbert, Transformada de Fourier, Transformada Wavelet e Filtragem Adaptativa.

Capítulo 4 – Sistema de Medição, simulações e estudo comparativo dos métodos. Com base em simulações dos modelos definidos nos capítulos anteriores, aponta-se o método mais adequado. Descrevem-se os procedimentos para simulação e comparam-se os resultados obtidos com base no tempo de processamento e na incerteza associada variando-se da relação sinal ruído.

Capítulo 5 – Conclusões e propostas de futuros trabalhos. Neste ponto do trabalho, são destacados os principais resultados e os trabalhos futuros que podem ser realizados em consequência deste. Sugestão de hardware para implementação e confirmação prática dos resultados.

Capítulo 2 – Definição do Problema

Tendo definido Nível no Capítulo anterior, neste capítulo é feita uma descrição do problema explicando como é estimado o nível com base na técnica do Tempo de Vôo usando o método da diferença de fase e o método da detecção de eco de pulso. Também há uma descrição resumida da propagação de ondas acústicas e dos sensores ultra-sônicos, os quais são utilizados na maioria dos trabalhos, incluindo este, que utilizam uma das duas técnicas anteriormente mencionadas para estimar distâncias.

2.1. Técnica do Tempo de Vôo

Tempo de Vôo é definido como o tempo decorrido entre a transmissão e recepção de um sinal. No caso da medição de Nível, o tempo medido é o dobro do tempo real gasto pelo sinal desde a transmissão até o nível que se deseja determinar. Isso ocorre devido à distância percorrida pelo sinal, ser o dobro da distância da fonte emissora até o nível. Uma vez determinado o Tempo de Vôo, pode-se facilmente determinar a distância percorrida utilizando a equação (2.1),

$$d = \frac{1}{2} v \cdot t. \quad (2.1)$$

Sendo d a distância entre a fonte emissora e o nível, v a velocidade de propagação do sinal e t o Tempo de Vôo. O nível procurado é obtido em função da distância d . Será explanado sucintamente sobre a velocidade de propagação mais adiante.

Existem basicamente duas configurações possíveis relativas ao posicionamento dos sensores, na primeira os sensores ficam localizados no fundo e na segunda os sensores ficam localizados no topo do reservatório contendo o material em análise. Na configuração em que os sensores estão localizados no fundo do recipiente, o nível é a própria distância d , entretanto esse tipo de configuração requer contato da fonte emissora e receptora com o material, o que em muitos casos não pode ser feito devido ao material ser agressivo e danificar os sensores ou o material ser frágil e perde suas características ou é impossível manter contato físico, além de que essa configuração tornar mais freqüente e mais difícil a manutenção do instrumento.

Estando os sensores localizados no topo, o nível é obtido segundo equação (2.2).

$$L = H - d \quad (2.2)$$

Sendo, L o nível e H a localização dos sensores tendo como referência o fundo do reservatório. Na Figura 1 ilustra-se as configurações anteriormente mencionadas.

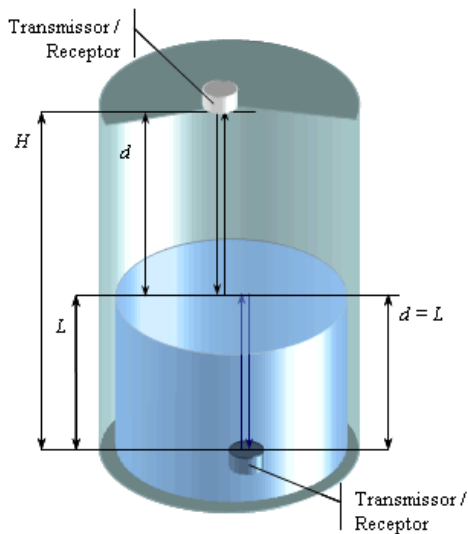


Figura 1 – Configuração do posicionamento dos sensores quanto à localização no recipiente.

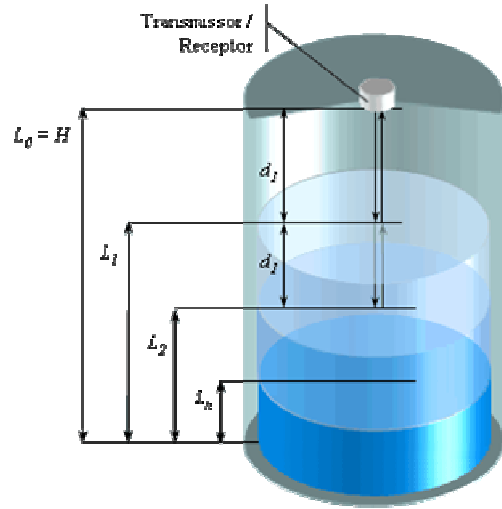


Figura 2 – Ilustração da aplicação da técnica do Tempo de Vôo para medição de vários níveis

O método proposto nesse trabalho utiliza a segunda configuração de posicionamento dos sensores, pois a primeira configuração restringe a aplicação do instrumento final.

Generalizando para o caso de n níveis, como ilustrado na Figura 2, tem-se,

$$L_i = L_{i-1} - d_i \quad (2.3)$$

$$d_i = \frac{1}{2} v_i (t_i - t_{i-1}) \quad (2.4)$$

com $i = 1, 2, \dots, n$; $L_0 = H$; $t_0 = 0$; v_i = velocidade no meio acima do nível L_i ; d_i = distância entre o nível L_{i-1} e L_i ; e t_i instante onde ocorreu a detecção do eco i [4].

2.2. Incerteza na Determinação do Tempo de Vôo

Como se observa nas equações 2.3 e 2.4, o nível L_i é determinado em função do nível e da distância mais acima, que por sua vez é uma função da velocidade de propagação do sinal e dos instantes de tempo. Dessa forma, a incerteza na determinação do nível com base nas equações 2.3 e 2.4, é obtida segundo fórmula geral de propagação de incertezas para grandezas aleatórias e independentes [30], que é o caso em estudo. Assim,

$$u_{L_i} = \sqrt{\left(\frac{\partial L_i}{\partial L_{i-1}} u_{L_{i-1}}\right)^2 + \left(\frac{\partial L_i}{\partial d_i} u_{d_i}\right)^2}, \quad (2.5)$$

$$u_{L_i} = \sqrt{(u_{L_{i-1}})^2 + (u_{d_i})^2} \quad (2.6)$$

sendo u_x a incerteza associada a grandeza x .

Esse problema consiste basicamente em determinar a incerteza associada à distância d_i , que da mesma, forma é obtida como segue:

$$u_{d_i} = \sqrt{\left(\frac{\partial d_i}{\partial v_i} u_{v_i}\right)^2 + \left(\frac{\partial d_i}{\partial \Delta t} u_{\Delta t}\right)^2}, \quad (2.7)$$

$$u_{d_i} = \frac{1}{2} \sqrt{(\Delta t \cdot u_{v_i})^2 + (v_i \cdot u_{\Delta t})^2} \quad (2.8)$$

em que $\Delta t = t_i - t_{i-1}$ e $u_{\Delta t} = \sqrt{u_{t_i}^2 + u_{t_{i-1}}^2}$.

A velocidade de propagação do sinal adotada nesse trabalho é a velocidade do som, uma vez que a proposta é baseada no uso de sensores ultra-sônicos, pois estes são de fácil aplicação, baixo custo, inofensivos ao objeto de medição e por já existirem projetos que mostram um bom desempenho desses sensores aplicados na medição de Nível [2,3,8].

2.3. Propriedades das ondas sonoras e a velocidade do som

As ondas sonoras são ondas mecânicas que se propagam longitudinalmente, ou seja, o deslocamento da matéria do meio de transmissão tem direção igual à propagação da onda. O deslocamento positivo Δx da matéria ao longo do eixo-x num ponto x da origem é dado por [5,28,30]

$$\Delta x = A \sin(2\pi f \cdot t - \theta) \quad (2.9)$$

em que A é a amplitude, f é a frequência da onda, Δx é o deslocamento no ponto x em função do tempo e θ é a diferença de fase.

A uma diferença de fase θ pode ser dada como $\theta = 2\pi x / \lambda$, sendo λ o comprimento de onda dado pela razão entre a velocidade v de propagação da onda e a frequência f , conforme equação a seguir.

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.10)$$

Substituindo o valor de θ em 2.9, tem-se

$$\Delta x = A \sin\left(2\pi f \cdot t - 2\pi \frac{x}{\lambda}\right) \quad (2.11)$$

$$\Delta x = A \sin\left(2\pi f \cdot t - 2\pi f \frac{x}{v}\right) \quad (2.12)$$

$$\Delta x = A \sin 2\pi f \left(t - \frac{x}{v}\right) \quad (2.13)$$

O som audível está na faixa de frequência de 20 Hz à aproximadamente 20 kHz, as ondas ultra-sônicas são ondas sonoras com frequência superiores 20 kHz, e a frequência normalmente usada para aplicações industriais de medição de nível está na faixa de 20 kHz a 45 kHz.

A velocidade do som varia principalmente com a pressão, temperatura e com as características físicas da substância envolvida [5]. Nos sólidos homogêneos e isotrópicos a velocidade é dada em função da raiz quadrada da razão existente entre o módulo de elasticidade E e da densidade ρ do material, ou seja,

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (2.14)$$

Nos líquidos, a velocidade depende da densidade e da compressibilidade adiabática k do líquido,

$$v = \sqrt{\frac{1}{k \cdot \rho}} \quad (2.15)$$

Nos gases, a velocidade depende da razão g entre o calor específico da constante de pressão (C_p) e o calor específico da constante de volume (C_v), da constante universal dos gases R , da temperatura τ e do peso molecular M [5].

$$v = \sqrt{\frac{g \cdot R \cdot \tau}{M}} = \sqrt{\frac{C_p}{C_v} \cdot \frac{p}{\rho}} \quad (2.16)$$

sendo p a pressão.

A incerteza associada à velocidade do som é então,

$$u_{v(sólidos)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{E \cdot \rho} \cdot u_E^2 + \frac{E}{\rho^3} \cdot u_\rho^2} \quad (2.17)$$

$$u_{v(líquidos)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\rho \cdot k^3} u_k^2 + \frac{1}{\rho^3 \cdot k} u_\rho^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\rho \cdot k} \left(\frac{1}{k^2} u_k^2 + \frac{1}{\rho^2} u_\rho^2 \right)} \quad (2.18)$$

$$u_{v(gases)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R \cdot \tau}{M \cdot g} u_g^2 + \frac{R \cdot g}{M \cdot \tau} u_\tau^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{M} \left(\frac{\tau}{g} u_g^2 + \frac{g}{\tau} u_\tau^2 \right)} \quad (2.19)$$

Sendo u_E, u_ρ, u_k, u_g e u_τ as incertezas associadas respectivamente a E, ρ, k, g e τ .

Na equação (2.19) deve ser observado que R e M são considerados conhecidos e de valor exato. Como na maioria dos casos o objeto de medição não muda seu calor específico, a única variável restante na equação é então a temperatura, é por isso a maioria dos instrumentos de medição que utilizam a velocidade do som procuram fazer a compensação da variação da velocidade do som com base na medição da temperatura.

De forma mais prática, o efeito da temperatura sobre a velocidade do som, como se observa na Tabela 1 [6] aumenta 0,6 m/s para cada 1°C de aumento na temperatura τ , o que corresponde a uma variação de 0,18% por cada °C. A equação (2.20) fornece aproximadamente o valor da velocidade do som propagando-se no ar atmosférico à pressão de 1 atm com base em valores de temperatura.

$$v = 331,5(1 + 0,0018\tau) \quad (2.20)$$

$$v = 331,5 + 0,6\tau, \text{ em m/s} \quad (2.21)$$

Sendo o propósito desse trabalho a determinação de um método para medição de múltiplas fases de líquidos com base na técnica do tempo voo usando filtragem adaptativa, será considerado que a velocidade do som é um valor conhecido e exato, o que para uma implementação prática não deve ser desprezado. Assim a incerteza na medição de nível descrita na equação (2.8) pode ser resumida como:

$$u_{di} = \frac{1}{2} v_i \sqrt{u_{ii}^2 + u_{i-1}^2} \quad (2.22)$$

Outras grandezas importantes são a potência e a intensidade das ondas sonoras. A potência média \bar{P} de uma onda sonora é dada segundo a equação (2.23), em que S é a área de secção transversal do elemento de fluido. Note que a potência depende do quadrado da amplitude e não da amplitude de deslocamento Δx . Desse modo, já que a frequência não

aparece explicitamente, é possível comparar diretamente intensidades de som através da medição das amplitudes de pressão de sons que tenham frequências diferentes. Por isso, preferem-se instrumentos que façam medição de variações de pressão aos que medem deslocamento.

$$\bar{P} = \frac{S \cdot A^2}{2\rho \cdot v} \quad (2.23)$$

Tabela 1 – Velocidade do som transmitido à 0°C e 1 atm, a menos que outro valor seja especificado.

Meio	Velocidade (m/s)
Gases	
Ar (0°C)	331
Ar (20°C)	343
Hélio	965
Hidrogênio	1284
Líquidos	
Água (0°C)	1402
Água (20°C)	1482
Água do mar (20°C e 3,5% de salinidade)	1522
Sólidos	
Alumínio	6420
Aço	5941
Granito	6000

A intensidade do som é a potência média por unidade de área, ou seja:

$$I = \frac{\bar{P}}{S} = \frac{A^2}{2\rho \cdot v} \quad (2.24)$$

Para maior conveniência a intensidade pode ser indicada em escala logarítmica (dB - decibel), recebendo a denominação de nível de intensidade sonora ou simplesmente nível de som (equação 2.16).

$$SL = 10 \log \frac{I}{I_0} \quad (2.25)$$

sendo I_0 é a intensidade sonora de referência de valor igual a 10^{-12} W/m² que é um valor típico para o limite inferior da audição humana.

O modo mais comum de produzir um sinal ultra-sônico com é uso de piezos-elétricos. No item a seguir faz-se uma breve descrição sobre transdutores ultra-sônicos que podem ser piezos-elétricos funcionando a frequência maior ou igual a 20 kHz.

2.4. Transdutores Ultra-sônicos

O transdutor ultra-sônico pode ser implementado com uso de um piezo-elétrico que possui frequência de ressonância maior que frequência mais alta audível pelo ser humano e é um dispositivo que converte energia elétrica em energia mecânica – intensidade do som, e vice versa. O efeito piezo-elétrico foi descoberto em 1880 por Jacques e Pierre Curie, este fenômeno é exibido por certos materiais que desenvolvem um potencial eletrostático quando submetidos à pressão mecânica e, reciprocamente, sofrem deformação mecânica quando submetidos a um potencial eletrostático. O fenômeno piezo-elétrico ocorre naturalmente em substâncias cristalinas, por exemplo, quartzo. Piezos-elétricos sintéticos podem ser fabricados usando cerâmica poli - cristalina ou alguns polímeros sintéticos, por exemplo, o Polivinilo de Flúor (PVDF).

As características mais importantes que devem ser observadas em um transdutor ultra-sônico são: a Frequência e Impedância nominais, Sensibilidade, Nível de pressão de som, Largura de banda e a Diretividade ou ângulo de irradiação. A Frequência nominal f_s , é a frequência de operação na qual a impedância do sensor é mínima, ou seja, é a frequência de ressonância do sensor. A magnitude da impedância obtida na frequência nominal é a definida como impedância nominal. A curva de magnitude e de fase pode ser obtida por meio do teorema da máxima transferência de potência, utiliza-se um potenciômetro para fazer o casamento de impedância com sensor na dada frequência e em seguida faz leitura do valor ôhmico do potenciômetro utilizado, a magnitude do sensor na frequência utilizada é igual a soma do valor obtido do potenciômetro com a impedância de saída da fonte geradora de sinais utilizada, a fase é obtida utilizando-se o intervalo de tempo entre os pontos de referência da onda gerada e da onda transmitida. Na Figura 3 ilustra-se o comportamento da magnitude e da fase em função da frequência de operação de um típico transdutor ultra-sônico com frequência de ressonância igual a 40 kHz [7].

Sensibilidade é a tensão gerada pelo sensor, posicionado a uma dada distância da fonte sonora, por unidade de pressão de som recebida, geralmente expressa em escala logarítmica, onde 1V/Pa (Volt por Pascal) corresponde a 0 dB. Nível de pressão do som é a pressão sonora produzida no centro do feixe irradiado a uma dada distância do sensor, geralmente expresso em dB, em que 2×10^{-5} Pa corresponde a 0 dB. Largura de banda é a faixa de frequência em que há um decréscimo de -6 dB na sensibilidade ou no nível de pressão sonora. Ângulo de

irradiação é a faixa angular na qual há decréscimo de -6 dB no nível de pressão sonora em frequência nominal.

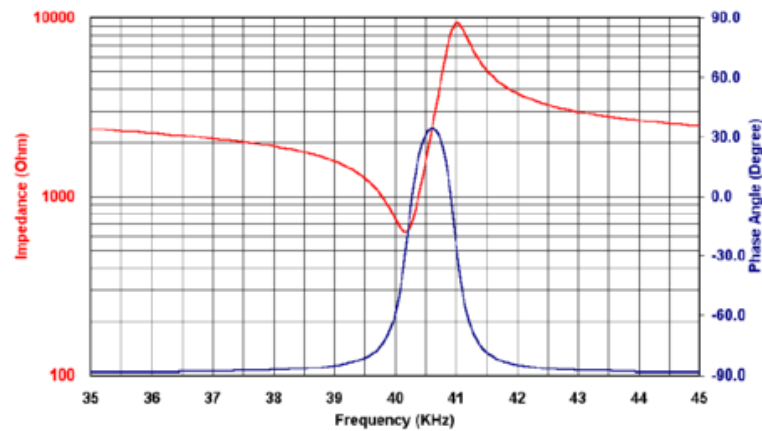


Figura 3 – Comportamento típico da magnitude e da fase de um transdutor ultra-sônico.

Nos próximos itens desse capítulo, serão descritos os dois principais métodos que utilizam o tempo de voo para determinação do nível, o método da diferença de fase e o método de detecção de eco de sinal.

2.5. Método da Diferença de Fase

O princípio dessa técnica consiste em determinar a diferença de fase entre o sinal transmitido e o sinal recebido, para isso faz-se necessário o uso de pelo menos dois transdutores ultra-sônicos operando continuamente, um funcionando com transmissor e o outro como receptor. De um modo geral a diferença de fase é determinada pela Detecção de Cruzamento por Zero (*Zero-Crossing*), cada cruzamento por zero de negativo para positivo do sinal transmitido inicia um pulso retangular, enquanto cada cruzamento por zero de negativo para positivo do sinal recebido termina o pulso retangular, o resultado é um trem de pulsos cuja largura é proporcional à diferença de fase entre os sinais e à distância percorrida pelo sinal transmitido.

Uma maneira simples de medir fase por cruzamento por zero é com a utilização de portas XOR. Os sinais são convertidos em trem de pulsos digitais e levados a uma porta XOR cuja saída é o trem de pulsos com a diferença de fase. Deve ser observado que esse método só é aplicável quando os ciclos são de 50% e quando a fase entre os sinais varia de 0 a π radianos, ou seja, a distância medida só pode variar até $\frac{1}{2}$ da largura do comprimento de onda

do sinal utilizada no sistema de medição. Assim considerando um sinal ultra-sônico de 40 kHz a velocidade de 340 m/s, tem-se um comprimento de onda igual a 8,5 mm e uma variação de distância medida de até 4,25 mm. Na Figura 4 ilustra-se o Método de Cruzamento por Zero.

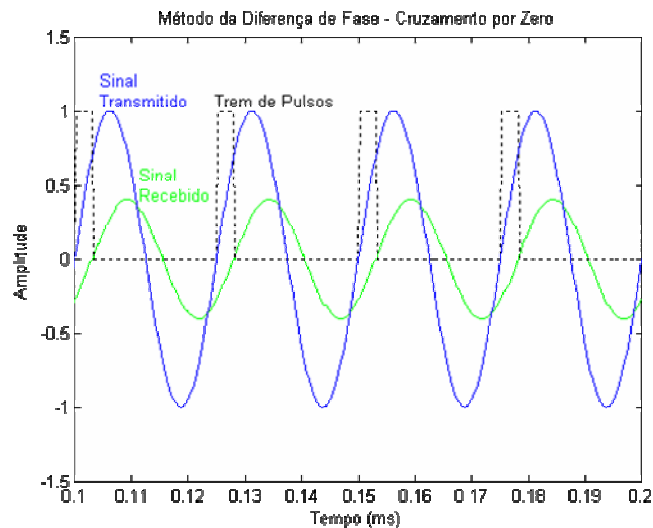


Figura 4 – Ilustração do Cruzamento por Zero: sinal transmitido, sinal recebido e trem de pulsos retangular resultado do Cruzamento por Zero.

Visto que a medição de nível utilizando diferença de fase tem grande restrição quanto à variação da distância medida, alternativamente pode-se utilizar o princípio desse método associado à modulação em amplitude com portadora suprimida (AM-SC) de faixa dupla (DSB) ou única (SSB). O sinal transmitido é um sinal modulado em amplitude cuja portadora é o sinal ultra-sônico e a envoltória possui frequência muito menor do que a portadora, possibilitando medição de maiores variações de nível, por exemplo, dada uma envoltória de 400 Hz, pode-se medir uma variação de até 425 mm. A modulação com portadora suprimida é utilizada, pois uma vez que transmissor e receptor (modulador e demodulador) estão no mesmo local, eles podem utilizar o mesmo oscilador, não havendo assim diferença na frequência das portadoras nem da fase do oscilador, o que causaria um erro de recepção.

Na medição por diferença de fase os resultados são obtidos com grande exatidão, sendo necessário um algoritmo para identificação em qual ciclo encontra-se o sinal recebido. Esse método é insensível a ruído, porém não há detecção de mais de um nível. Na Figura 5 ilustra-se o método de cruzamento por zero utilizando modulação DSBSC-AM.

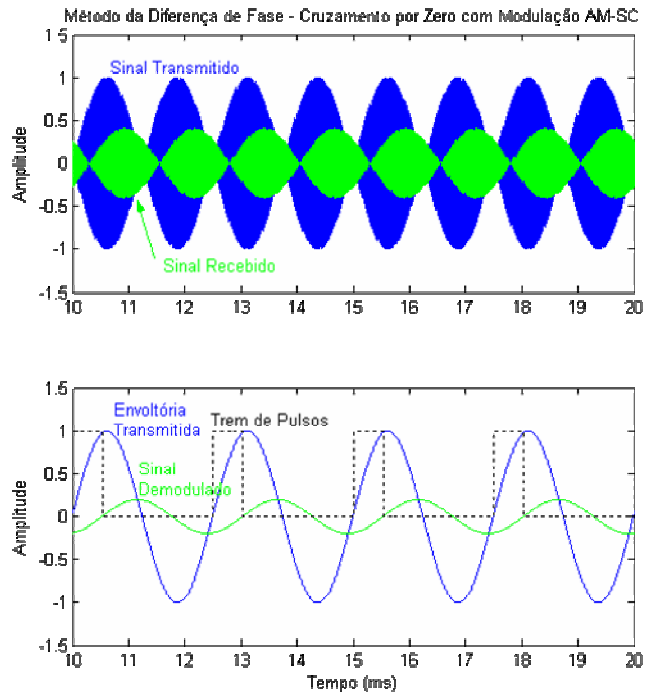


Figura 5 – Método da diferença de fase utilizando modulação DSBSC-AM. Portadora com frequência de 40 kHz e envoltória de frequência de 400 Hz.

2.6. Método da Detecção do Eco de Pulso

Diferentemente do Método da Diferença de Fase, na Detecção do Eco de Pulso, são emitidos pulsos ao invés de transmitir um sinal continuamente, assim pode-se utilizar apenas um transdutor ultra-sônico hora operando como transmissor para emitir o pulso de sinal, hora como receptor para receber os ecos. Esse método pode ser utilizado tanto de forma analógica utilizando a Detecção de Cruzamento de Limiar (*Threshold-Crossing*), quanto de forma digital por meio de algoritmos de correlação.

A Detecção de Cruzamento de Limiar consiste em determinar o tempo de chegada do eco em função do alcance de um determinado patamar de amplitude de tensão previamente estabelecido. Esse método é de fácil implementação e por isso é bastante difundido, porém não é aconselhável o seu uso em casos com baixa relação sinal ruído, pois picos aleatórios causados por interferências podem acidentalmente indicar o alcance do nível de tensão de limiar.

Esse método contém um erro que é frequentemente ignorado, o qual é consequência do longo tempo de subida das formas de onda dos sensores ultra-sônicos operando no ar. Esse erro pode ser facilmente evitado se o atraso adicionado for constante, entretanto, variações na

amplitude do sinal recebido provocam derivações. A amplitude do eco muda com a distância devido ao espalhamento e atenuação conforme (2.26) [3],

$$s(x) = A \cdot \frac{e^{-\beta x}}{x} \quad (2.26)$$

sendo, $s(x)$ sinal ultra-sônico em função da distância, β coeficiente de atenuação e A amplitude. Se a Detecção de Limiar for feita variando-se (2.26) em conjunto com $x = vt$, o eco produzido por alvos a diferentes distâncias dará atrasos constantes adicionados. Entretanto há outras causas de variações da amplitude do eco que não são facilmente modeladas, tais como tamanho e orientação do alvo. Quando grandes variações de eco são esperadas, o erro devido ao atraso adicionado que não possui compensação pode ser feito, ele é a metade do tempo de subida do sinal [3].

Quando fontes de ruído são consideradas, a incerteza de $2\delta Tr$ é produzida no eco de chegada, sendo Tr o tempo de subida e δ uma fração da amplitude, assim resumidamente o erro na Detecção de Cruzamento de Limiar é dada por [3]:

$$\varepsilon \approx \frac{1}{2}(1 + 2\delta)Tr \cdot v \quad (2.27)$$

O modelo de sinal ultra-sônico transmitido reportado na literatura [3,8] é dado por:

$$s(t) = A_s t^m e^{-t/mu} \cos(2\pi \cdot f_s \cdot t + \theta_s). \quad (2.28)$$

Sendo, A_s , f_s e θ_s a amplitude do sinal transmitido, frequência de ressonância e fase respectivamente, enquanto m e mu são parâmetros que dependem do tipo de transdutor ultra-sônico e modelo da envoltória da forma de onda. O parâmetro m modela a porção inicial finita do pulso, enquanto mu determina o final do pulso [8]. Na Figura 6 ilustra-se um pulso ultra-sônico ideal.

Entretanto o eco recebido é um sinal contaminado com ruído $n(t)$ Gaussiano aleatório de média zero, atenuação do meio α , e com um atraso Td , podendo ser escrito como,

$$r(t) = \alpha \cdot s(t - Td) + n(t), \quad (2.29)$$

$$r(t) = A_s \alpha (t - Td)^m e^{-(t-Td)/mu} \cos(2\pi \cdot f_s (t - Td) + \theta_s) + n(t) \quad (2.30)$$

As técnicas digitais estimam o tempo por meio da máxima semelhança entre o sinal de referência e o eco obtido. Na maioria dos casos há duas etapas bem distintas no processo de estimação do tempo de vôo utilizando a detecção digital do eco de pulso, a primeira consiste em identificar o eco no sinal recebido e a segunda consiste em determinar em que instante de

tempo o sinal identificado chegou. A identificação do eco pode ser feita de diversas maneiras que vão desde simples filtragem analógica ou digital, até implementação por Redes Neurais [12]. Será descrito no Capítulo 3 deste trabalho as técnicas para identificação mais usadas na medição de Nível, a Transformada de Hilbert, de Fourier e a Transformada Wavelets, além da proposta deste trabalho, a Filtragem Adaptativa.

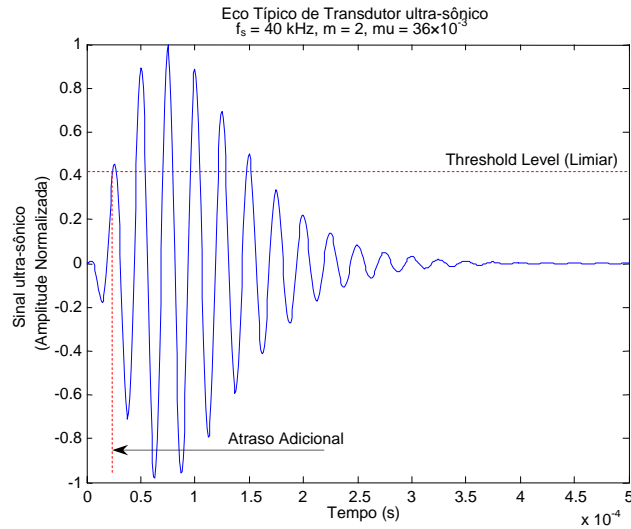


Figura 6 – Sinal Típico de um transdutor ultra-sônico com parâmetros $m = 2$, $\mu = 36 \times 10^{-3}$ e frequência de ressonância $f_s = 40$ kHz, ilustrando o atraso adicional devido ao tempo de subida.

Para determinar o instante de chegada do sinal, utiliza-se predominantemente a Correlação Cruzada, a qual é dada em função do eco amostrado, o qual pode ser representado como,

$$r[nT] = \alpha \cdot s[nT - Td] + n[nT], \quad (2.31)$$

em que T é o período de amostragem.

A Correlação Cruzada estima o tempo de vôo procurando o máximo valor da função de correlação $C(hT)$,

$$C[hT] = \sum_n s[nT]r[nT + hT]. \quad (2.32)$$

O atraso Td é dado por,

$$Td = (kd \pm \delta)nT, \quad (2.33)$$

sendo, kd o índice de atraso na seqüência amostrada, δ uma componente fracionária gerada quando o pico de semelhança não é coincidente com os intervalos de amostragem, caso contrário $\delta = 0$. Para $\delta \neq 0$ é necessário à utilização de formulas de interpolação [2].

Além da Correlação Cruzada, existem outras duas técnicas utilizadas na determinação do instante de chegada do eco de sinal recebido, a Norma L1 e L2. Neste trabalho utilizou-se a Correlação. As equações (2.34) e (2.35) descrevem a Norma L1 e L2, respectivamente [3].

$$N_{L1}[hT] = \sum_n |r[hT + nT] - s[nT]| \quad (2.34)$$

$$N_{L2}[hT] = \sum_n [r[hT + nT] - s[nT]]^2 \quad (2.35)$$

2.7. Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso

Na detecção de múltiplas fases, podem-se adotar várias estratégias para identificação e determinação do instante de chegada do eco recebido. A estratégia que retorna melhores resultados consiste em identificar e determinar a chegada do primeiro eco com frequência de amostragem relativamente baixa e em seguida identificar e determinar a chegada do segundo eco repetindo todo o processo, porém ignorando o primeiro eco, aumentando a amplificação e a frequência de amostragem no intervalo de tempo após o instante de chegada do primeiro eco. Dessa forma obtém-se mais que o dobro do tempo de processamento total, requerendo um hardware de maior capacidade de processamento. A principal vantagem dessa estratégia está no fato de obter-se uma melhor resolução para cada eco que se deseja identificar devido ao ajuste da frequência de amostragem no intervalo de tempo após a identificação do eco anterior, essa melhora de resolução implica melhores resultados tanto na identificação do sinal quanto na determinação do instante de chegada.

Uma outra estratégia, a qual foi adotada neste trabalho, consiste em fazer a identificação do sinal uma única vez, o que reduz bastante o tempo de processamento, em seguida determina-se a chegada de um eco por vez. Neste caso, a referência utilizada para efetuar qualquer um dos algoritmos Correlação Cruzada, Norma L1, Norma L2, tem tamanho único previamente definido e deve ser utilizada tantas vezes igualmente a quantidade de níveis existentes no recipiente em análise. Nessa estratégia não há necessidade de re-amostragem para cada eco a ser identificado, ou seja, a transmissão e recepção são realizadas uma única vez com valores fixos de amplificação de sinal e frequência.

De forma a esclarecer melhor estas duas estratégias ilustram-se nas Figuras 7 e 8 os diagrama de fluxo da Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso.

Neste Capítulo, foi descrito a Técnica do Tempo de Vôo generalizada para múltiplos níveis e a incerteza associada, as propriedades das ondas sonoras, a velocidade do som, as propriedades dos transdutores ultra-sônicos, os dois métodos mais utilizados com a Técnica do Tempo de Vôo, a da Diferença de Fase e a Detecção do Eco de Pulso, o modelo matemático do pulso e do eco ultra-sônico, os algoritmos de determinação do instante de chegada do sinal e os fluxogramas com os processos para Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso.

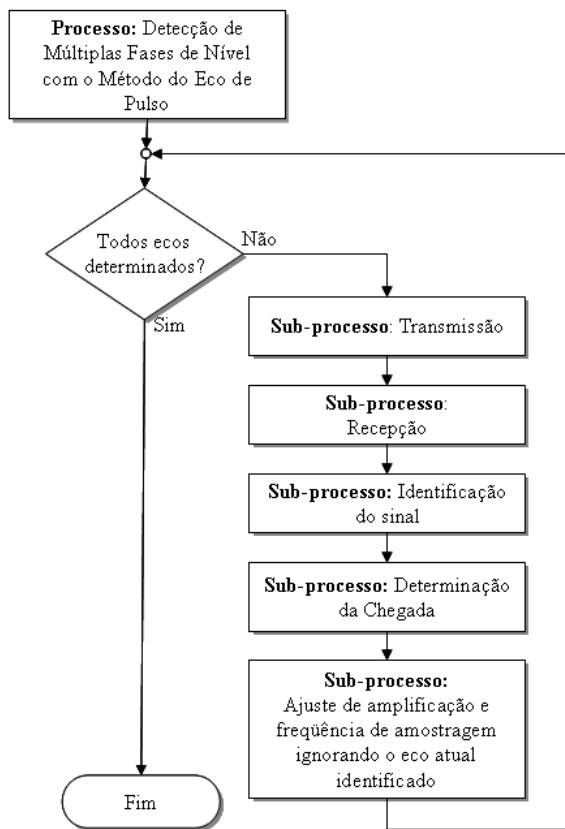


Figura 7 – Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso. Estratégia com repetição de todos sub-processos.

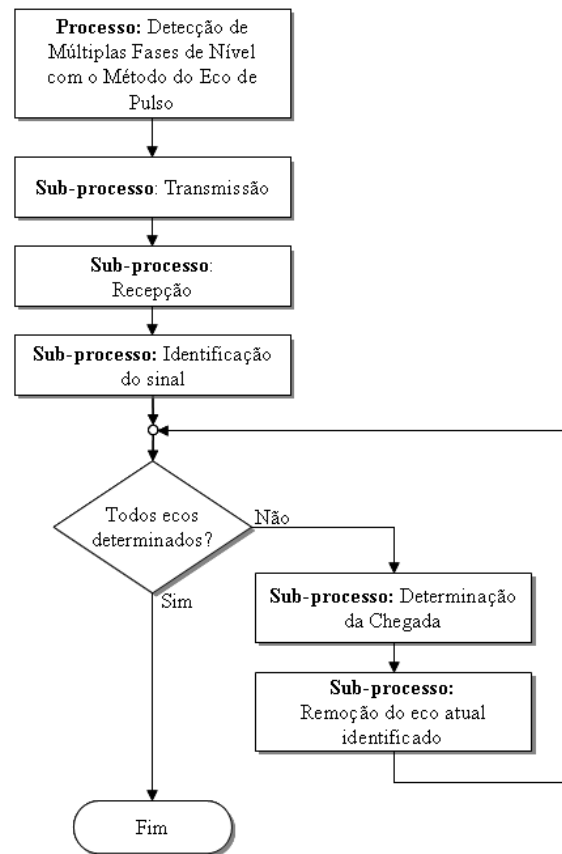


Figura 8 – Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso. Estratégia com repetição de apenas dois sub-processos.

Capítulo 3 – Identificação do Eco no Sinal Recebido

A etapa de identificação do eco no sinal recebido considerada mais importante na medição de Nível utilizando métodos digitais, consiste basicamente em remover as interferências do meio e extrair a envoltória do sinal, o que leva a melhores resultados dos algoritmos de identificação de semelhança por evitar as incertezas de fase e deslocamento de frequência [3].

Existem várias maneiras de extração de envoltória, sendo as mais utilizadas na medição de Nível a Transformada de Hilbert (*Hilbert Transform* – HT) e a Transformada de Fourier de Tempo Curto (*Short Time Fourier Transform* – STFT). Por si mesmas estas ferramentas de extração da envoltória são filtros, portanto não cabe a adição de um outro filtro nem antes e nem depois desses processos, pois isso causaria distorção no sinal o que levaria a um erro não sistemático e ainda adicionaria mais atraso ao sistema. A Transformada Wavelets (*Wavelets Transform* – WT) e a Filtragem Adaptativa são mais utilizadas na eliminação de ruído para a identificação dos ecos, principalmente a partir do segundo eco onde o nível de ruído é bem elevado. A Transformada Wavelets também pode ser utilizada na extração de envoltória.

Faz-se nos próximos itens deste capítulo uma breve descrição dessas ferramentas e mais da Filtragem Adaptativa que é a proposta desse trabalho.

3.1. Transformada de Fourier

A Transformada de Fourier de uma dada função é a representação desta função como soma de exponenciais complexas de magnitudes, frequências e fases variadas, o que permite a análise no domínio da frequência. Existem quatro classes de análises por Fourier [11]:

- Série de Fourier (*Fourier Series*) – sinais periódicos e contínuos;
- Transformada de Fourier (*Fourier Transform* – FT) – sinais aperiódicos e contínuos;
- Transformada de Fourier Discreta (*Discret Fourier Transform* – DFT) – sinais periódicos e discretos;
- Transformada Fourier Discreta no Tempo (*Discret Time Fourier Transform* – DTFT) – sinais aperiódicos e discretos.

As três funções para formação das funções de base da análise de Fourier são,

$$s_1(t) = \cos(\omega_0 t), \quad (3.1)$$

$$s_2(t) = \text{sen}(\omega_0 t), \quad (3.2)$$

$$s_3(t) = \cos(\omega_0 t) + j\text{sen}(\omega_0 t) = e^{j\omega_0 t}, \quad (3.3)$$

sendo $\omega_0 = 2\pi F_0 = 2\pi/T_0$ a frequência fundamental angular em rad/s, F_0 a frequência fundamental em Hz e T_0 o período.

A exponencial complexa $e^{j\omega_0 t}$ está associada a um grupo de outras exponenciais complexas harmonicamente relacionadas na forma,

$$\left[1, e^{\pm j\omega_0 t}, e^{\pm j2\omega_0 t}, e^{\pm j3\omega_0 t}, \dots\right]. \quad (3.4)$$

Estes sinais formam as funções base para a análise de Fourier e qualquer combinação linear na forma de (3.5), também é periódico com período de T_0 .

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (3.5)$$

De forma recíproca, qualquer sinal $s(t)$ pode ser formulado a partir de uma combinação linear de exponenciais harmonicamente relacionadas. Resumidamente, pode-se então realizar a representação de um sinal periódico por Série de Fourier por meio das equações,

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3.6)$$

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad n = \dots, -1, 0, 1, \dots \quad (3.7)$$

A Série de Fourier representa sinais periódicos no domínio da frequência, por linhas harmonicamente relacionadas espaçadas por inteiros múltiplos da frequência fundamental. A representação de Fourier de sinais não periódicos é feita considerando estes sinais como um caso particular de sinais periódicos com período infinito, o que implica em $F_0 \rightarrow \infty$. Dessa forma as linhas uniformemente espaçadas por inteiros múltiplos de F_0 fundem-se e formam uma representação contínua no domínio da frequência, portanto as equações de Fourier, ou seja, a Transformada de Fourier (FT) reflete de fato a representação no domínio da frequência de um sinal aperiódico assim como a Serie de Fourier faz com sinais periódicos.

Para obter a FT deve-se então fazer as adequações em (3.6) e (3.7) de modo a obter as contrapartes das variáveis e operadores da frequência discreta para a frequência contínua, ou seja, substitui-se o somatório pela integral, as harmônicas na frequência fundamental nF_0 pela frequência contínua variável f , e a representação em frequência c_n por $S(f)$. O então chamado *Par da Transformada de Fourier* é dado por:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.8)$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.9)$$

De outra forma,

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.10)$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.11)$$

A condição de existência da FT de um sinal $s(t)$, é que o sinal tenha energia finita.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt < \infty \quad (3.12)$$

Considerando-se $s_a(t)$ um sinal que representa $s(t)$ amostrado sempre em T segundos, então a representação matemática de $s_a(t)$ é dada por

$$s_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t) \delta(t - nT) \quad (3.13)$$

sendo $\delta(t)$ a função impulso contínua no tempo definida como zero para todo $t \neq 0$, indefinida para $t = 0$ e com área unitária. Dado que os instantes de amostra são somente os instantes onde o produto $s(t)\delta(t - nT)$ não é identicamente zero, $s(t)$ pode ser substituído por $s(nT)$ sem alterar o significado geral da equação (3.13).

$$s_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \delta(t - nT) \quad (3.14)$$

O modelo amostrado no tempo $s_a(t)$ é uma seqüência de funções impulso espaçados uniformemente em intervalos de T segundos e ponderados pelos valores do sinal $s(t)$ nos instantes de amostragem. Observa-se que $s_a(t)$ não é definida nos instantes de amostragem

porque a função impulso por si só não é definida em $t = 0$. Entretanto, os valores de $s(t)$ nos instantes de amostragem foram absorvidos como área abaixo da curva de $s_a(t)$ e representam um modelo matemático útil para o processo de amostragem. No tempo discreto o modelo amostrado é uma seqüência simplesmente definida tomando valores de $s(t)$ nos instantes de amostragem.

$$s[n] = s(t)|_{t=nT} \quad (3.15)$$

Diferentemente de $s_a(t)$, que não é definida nos instantes de amostragem, $s[n]$ é bem definido nos instantes de amostragem, assim $s_a(t)$ e $s[n]$ são diferentes, mas equivalentes modelos do processo de amostragem no tempo contínuo e discreto, respectivamente. Esses modelos são úteis para análise de sinais nos domínios correspondentes. Na Figura 9 ilustra-se os modelos contínuos e discretos de um sinal amostrado.

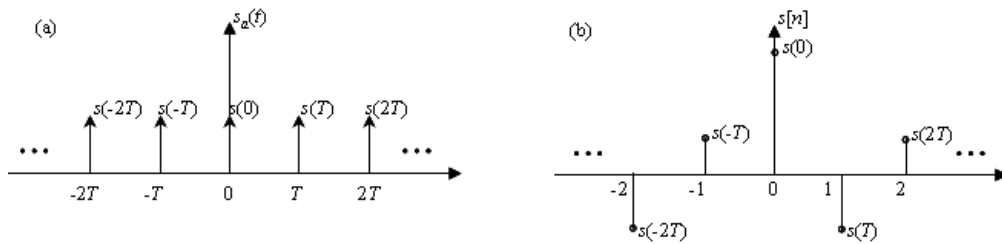


Figura 9 – (a) modelo contínuo no tempo de um sinal amostrado; (b) modelo discreto no tempo de um sinal amostrado.

A Transformada de Fourier de $s_a(t)$ é dada por

$$\mathcal{F}\{s_a(t)\} = \mathcal{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t)\delta(t-nT)\right\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT)e^{-j\omega Tn} \quad (3.16)$$

A Transformada de Fourier Discreta no Tempo (DTFT) pode ser obtida utilizando-se o modelo discreto de sinal amostrado e a relação resultante da FT do modelo contínuo de sinal amostrado. Então, fazendo $T=1$ de forma que o período amostrado seja removido das equações e substituindo as freqüências variáveis pela freqüência normalizada $\omega' = \omega_0 T$, tem-se os pares da DTFT:

$$S(e^{j\omega'}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]e^{-j\omega'n} \quad (3.17)$$

$$s[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(e^{j\omega'})e^{jn\omega'} d\omega' \quad (3.18)$$

Comparando as equações (3.16) e (3.17) e observando que $\omega' = \omega_0 T$, deduz-se que

$$\mathcal{F}\{s_a(t)\} = DTFT\{s[n]\}, \quad s[n] = s(t)|_{t=nT} \quad (3.19)$$

A Transformada de Fourier Discreta (DFT) é obtida com a amostragem do domínio de frequência contínuo da DTFT a N pontos uniformemente espaçados ao redor de um círculo unitário no plano- z , o resultado é o par de equações,

$$S[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.20)$$

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.21)$$

sendo o sinal $s[n]$ uma seqüência de comprimento finito igual a N , ou uma seqüência periódica de período N .

Na pratica a DFT é implementada com o uso do algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*), que não é um tipo particular de análise de Fourier e sim apenas um algoritmo computacionalmente eficiente que reduz a complexidade do calculo da DTF da ordem de N^2 para $M \log_2 N$. Não é objetivo de este trabalho entrar nos méritos nem nos detalhamento desse algoritmo que é uma ferramenta bastante difundida, um maior detalhamento pode ser encontrado em [9-13].

3.2. Short Time Fourier Transform

Como quando a FFT trata o sinal como blocos de dados em um intervalo de uma seqüência periódica, ela pode causar distorções harmônicas se a forma de onda adjacente for aperiódica, isso porque a forma de onda criada pela FFT pode ter descontinuidade acentuada nos limites dos blocos de dados. De forma a minimizar esse efeito remove-se a média dos dados e criam-se janelas para que os finais dos blocos de dados sejam suavemente levados à zero. As janelas mais comuns utilizadas para esse propósito são a Bartlett, Blackman, Boxcar, Chebyshev, Hamming, Hann, Hanning, Kaiser, Triang [10, 12, 8, 20]. O resultado dessa análise local no domínio tempo-freqüência é chamado de *Short Time Fourier Transform* (STFT) ou *Windowed Fourier Transform* (WFT) [10, 12, 8, 20].

A STFT e sua inversa, para um sinal $s[n]$ utilizando uma janela $w[n]$ são dadas pelo par de equações,

$$\mathcal{F}_{ST}[n, k] = \sum_{m=0}^{N-1} s[m]w[n-m]e^{-j2\pi k \cdot m/N}, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \text{ e } n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.22)$$

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \mathcal{F}_{ST}[m, k]w[n-m]e^{j2\pi k \cdot m/N}, \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.23)$$

A STFT é geralmente utilizada na medição de Nível para extração da envoltória do eco do sinal transmitido, na maioria dos casos além da extração da envoltória ela remove com bons resultados o ruído contido no eco [8]. Na Figura 10 ilustra-se a utilização da STFT para extração da envoltória de um típico eco ultra-sônico simulado.

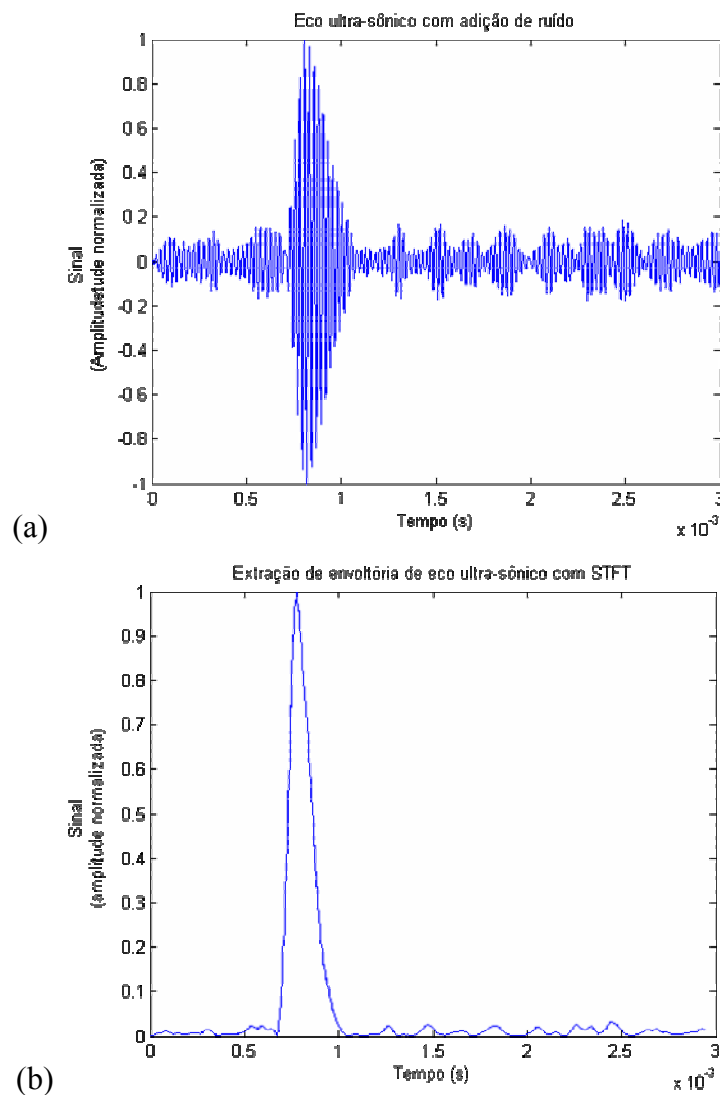


Figura 10 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) respectiva envoltória obtida via STFT com média de 10 espectros usando a janela Hamming. Freqüência de amostragem de $10f_s$.

3.3. Hilbert Transform

Diferentemente da Transformada de Fourier, a Transformada de Hilbert (*Hilbert Transform* -HT) de uma função no tempo t também é uma função no tempo t . Por definição a HT $\mathcal{V}(t)$ do sinal $s(t)$ é dada por, [18]

$$\mathcal{V}(t) = \mathcal{H}\{s(t)\} = -\frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\eta)}{\eta - t} d\eta = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\eta)}{t - \eta} d\eta \quad (3.24)$$

$$s(t) = \mathcal{H}^{-1}\{\mathcal{V}(t)\} = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathcal{V}(\eta)}{\eta - t} d\eta = -\frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathcal{V}(\eta)}{t - \eta} d\eta \quad (3.25)$$

em que P representa o valor principal de Cauchy da integral.

Representando a HT por convolução tem-se,

$$\mathcal{V}(t) = s(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (3.26)$$

$$s(t) = -\mathcal{V}(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (3.27)$$

Aplicando a TF em (3.26), chega-se a:

$$\mathcal{V}(\omega) = \mathcal{F}\{\mathcal{V}(t)\} = \mathcal{F}\{s(t)\} \cdot \mathcal{F}\left\{\frac{1}{\pi t}\right\} \quad (3.28)$$

$$\mathcal{V}(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) \cdot S(\omega). \quad (3.29)$$

Logo,

$$\mathcal{V}(t) = -j \mathcal{F}^{-1}\{\operatorname{sgn}(\omega) \cdot S(\omega)\} \quad (3.30)$$

Um sinal complexo cuja parte imaginária é a HT é chamado de sinal analítico, por definição um sinal analítico $s_a(t)$ de uma função real $s(t)$ é dada por:

$$s_a(t) = 2 \int_0^{\infty} s(\omega) e^{j2\pi\omega t} d\omega = 2 \mathcal{F}^{-1}\{u(\omega)S(\omega)\} \quad (3.31)$$

$$\mathcal{F}\{s_a(t)\} = 2u(\omega)S(\omega) \quad (3.32)$$

Utilizando (3.32) pode-se mostrar que $\operatorname{Re}\{s_a(t)\} = s(t)$. Escrevendo então $s_a(t)$ em termos de parte real e imaginária, ou seja, $s_a(t) = s(t) + j \operatorname{Im}\{s_a(t)\}$ e aplicando a FT se obtém,

$$2u(\omega)S(\omega) = S(\omega) + j \mathcal{F}\{\operatorname{Im}\{s_a(t)\}\} \quad (3.33)$$

$$\mathcal{F}\{\text{Im}\{s_a(t)\}\} = -j \text{sgn}(\omega)S(\omega) = \mathcal{V}(\omega) \quad (3.34)$$

Da mesma forma que a STFT, a HT pode ser utilizada na medição de nível para extrair a envoltória do eco do pulso de sinal transmitido, a técnica consiste em obter a magnitude do sinal analítico com aplicação da HT no eco de sinal transmitido. Esse processo é muito difundido e utilizado quando ocorre eco com interferência mútua, porém muito sensível a ruído [8]. Mostra-se na Figura 11 a extração da envoltória do sinal ultra-sônico com o uso da HT, pode-se observar que a STFH obtém melhor rejeição a ruído, em contrapartida a HT é mais sensível a outros possíveis ecos.

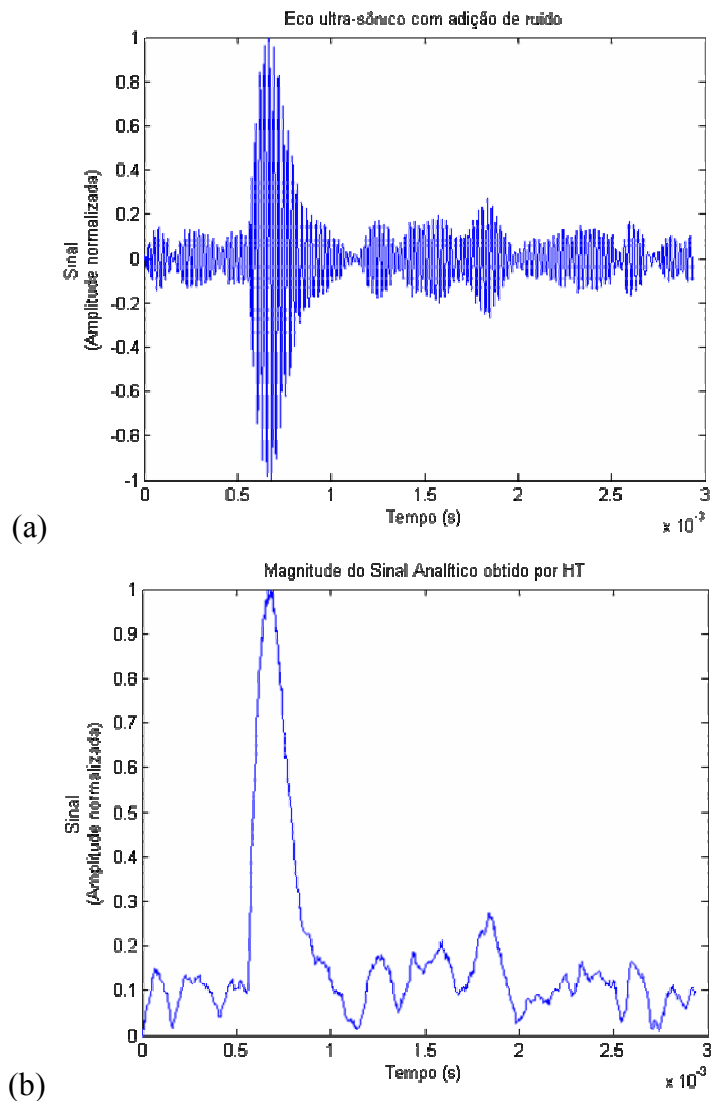


Figura 11 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) respectiva envoltória extraída da magnitude do Sinal Analítico do eco de pulso obtido por HT. Freqüência de amostragem de $10f_s$.

3.4. Análise Wavelets

A análise Wavelet é uma técnica de enquadramento com regiões de tamanho variável, uma das grandes vantagens apresentadas pela utilização de Wavelets é a habilidade de se realizar análise localizada, que tem um foco em um pequeno intervalo de tempo da duração do sinal. A análise Wavelets é capaz de revelar aspectos dos dados que outras análises de sinal falham, tais como tendências, pontos de desarranjo, descontinuidades em derivadas de ordem superior, e semelhança, além de reduzir ruído de um sinal sem muita degradação do mesmo [14].

A Transformada Wavelets Contínua (*Continuous Wavelets Transform* – CWT) de um sinal $s(t)$ de energia finita, é definida como

$$\mathcal{W}_f(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \Psi_{a,b}(t) dt \quad (3.35)$$

em que $\Psi_{a,b}(t)$ são as wavelets bases geradas por dilatação e translação a partir da wavelet base também chamada de Wavelet Mãe (*Wavelet Mother*) $\Psi(t)$,

$$\Psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right). \quad (3.36)$$

sendo a o fator de escalamento e b o fator de translação, em que $a \in \mathbb{R}^{*+}$ e $b \in \mathbb{R}$. O valor $1/\sqrt{a}$ é o fator de normalização em termos de energia, em termos de amplitude o fator de normalização é $1/a$.

De maneira similar a FT que decompõe um sinal em somas de exponenciais complexas, a CWT decompõe o sinal em soma de escalonadas e deslocadas versões de uma *Wavelet Mother* o que resulta em muitos coeficientes wavelets que são função da escala e da posição. O escalamento consiste em esticar ou comprimir a wavelet e a translação consistem em atrasar ou adiantar a wavelet.

Na maioria dos sinais, os componentes de baixa frequência fazem correspondência à parte mais importante do sinal, ou seja, uma aproximação, e os componentes de alta frequência fazem correspondência às características detalhadas do sinal. Por esta razão é que na análise wavelet utiliza-se as denominações de aproximação e detalhe. As aproximações são de alta escala, baixa frequência e os detalhes são de baixa escala, altas frequências. A cada nível j de decomposição é construída uma aproximação A_j e um detalhe D_j , sendo o sinal original considerado como decomposição ao nível zero. O fator de escalamento a está

relacionado com os níveis de decomposição por 2^j . Definindo resolução como a^{-1} , pode-se afirmar que a resolução é inversamente proporcional a escala.

Na grande maioria dos casos e principalmente considerando os limites computacionais, os valores de escala e translação são usados de forma discreta definidos abaixo.

$$a = 2^j, \quad b = k2^j, \quad (j, k) \in \mathbb{Z}^2 \quad (3.37)$$

Substituindo (3.37) em (3.36) leva a definição de uma forma discreta da *Wavelet Mother* dada conforme se mostra na equação a seguir.

$$\Psi_{j,k}[n] = 2^{-j/2} \Psi[2^{-j}n - k] \quad (3.38)$$

A Transformada Wavelet Discreta (*Discret Wavelet Transform – DWT*) difere da WT no que diz respeito aos fatores de escalamento e deslocamento os quais são contínuos na WT e em potência de 2 na DWT, assim tanto WT quanto a DWT podem operar em sinais contínuos, sendo que no caso da DWT os coeficientes são espaçados por um período de amostragem Δ . A DWT de um sinal contínuo e de um sinal discreto é dada segundo as equações (3.39) e (3.40), respectivamente.

$$\mathcal{W}_f(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} s(n) \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \quad a = \Delta 2^j, \quad b = \Delta k 2^j, \quad (j, k) \in \mathbb{Z}^2 \quad (3.39)$$

$$\mathcal{W}_f(j, k) = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] g_{j,k}(n), \quad a = 2^j, \quad b = k 2^j, \quad j \in \mathbb{N}, \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.40)$$

A decomposição por filtragem em altas e baixas frequências em conjunto com um processo chamado de *downsampling*, o qual consiste em simplesmente em abandonar todos os pontos múltiplos de dois do sinal amostrado, gera os coeficientes da análise wavelet. Esse processo no mais simples nível é ilustrado na Figura 12

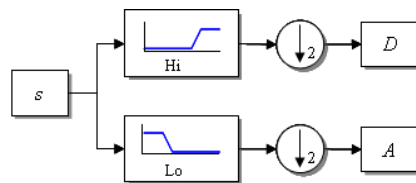


Figura 12 – Banco de filtro no nível mais simples, s é o sinal original, D detalhe e A aproximação.

O processo de decomposição pode ser realizado varias vezes iterativamente dividindo o sinal em vários componentes de baixa frequência, o qual é chamado de árvore de

decomposição wavelet. Teoricamente o processo pode continuar até o infinito, entretanto na prática o limite vai até a resolução de uma amostra por detalhe. Geralmente para a medição de nível utiliza-se 10 ou 12 coeficientes e as *Wavelets Mother* mais utilizadas são a Symmlet e Coiflet [8, 16, 17, 23, 24, 29].

O processo de reconstrução do sinal a partir do processo de decomposição descrito anteriormente é denominado de síntese e pode ser pela Transformada Wavelet Inversa discreta ou contínua (IDWT e IWT). O processo de reconstrução wavelet é composto por duas etapas uma adiciona zeros entre as amostras, a qual é chamada de *upsampling*, e a outra em filtrar o sinal decomposto. Esse processo no mais simples nível é ilustrado na Figura 13.

$$\text{contínua : } s(t) = \frac{1}{K_\Psi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \mathcal{W}_{(a,b)} \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \frac{db}{a} \frac{da}{a} \quad (3.41)$$

$$\text{discreta : } s(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \mathcal{W}_{(j,k)} g_{j,k}(t) \quad (3.42)$$

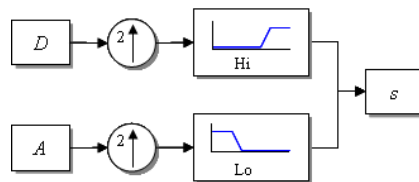


Figura 13 – Ilustração do processo de síntese.

O processo de filtragem no processo de reconstrução resulta em várias discussões, porque a escolha dos filtros é crucial para alcançar a perfeita síntese do sinal original. No processo de *downsampling* dos componentes realizado durante a decomposição introduz o efeito de *aliasing* e, portanto a escolha cautelosa de filtros parecidos mas não idênticos no processo de decomposição e de síntese leva ao cancelamento desse efeito. A descrição aprofundada da técnica aplicada na construção dos filtros de decomposição e síntese pode ser encontrada em [14-15].

Mostra-se na Figura 14 a remoção de interferências do sinal ultra-sônico com o uso da WT. Pode-se observar que essa ferramenta introduz um atraso o qual não é grave, pois se pode facilmente compensá-lo usando um procedimento de calibração com ajuste prévio obtido em ensaios a distâncias conhecidas.

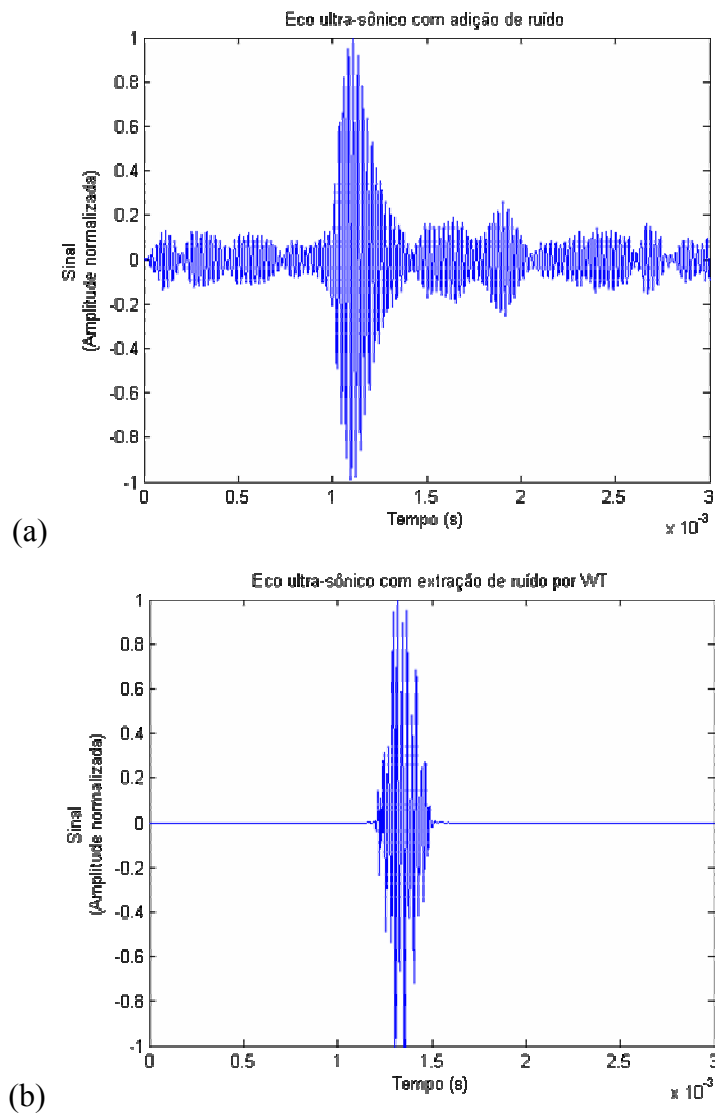


Figura 14 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) eco obtido com remoção de ruído por WT. Frequência de amostragem de $10f_s$.

3.5. Filtro Adaptativo

Filtro Adaptativo (*Adaptive Filter* – AF) é uma ferramenta computacional que tenta imitar no tempo interativamente a relação existente entre dois sinais. Um AF é definido por quatro aspectos [10]:

- pelos sinais processados;
- pela estrutura que define como o sinal de saída do filtro é calculado a partir do sinal de entrada;
- pelos parâmetros dentro da estrutura do filtro que mudam para alterar a relação de entrada e saída do filtro; e

- pelo algoritmo adaptativo que descreve como os parâmetros são ajustados de um instante para outro.

A escolha da estrutura do AF especifica o número e o tipo de parâmetros que podem ser ajustados. O algoritmo de adaptação utilizado para ajustar os parâmetros do filtro pode ser de várias formas e frequentemente são derivações de procedimentos de otimização que minimizam o critério de erro que é útil na tarefa específica [10].

Na Figura 15 ilustra-se o diagrama de blocos no qual uma amostra de um sinal de entrada amostrado $x(n)$ é levada ao filtro adaptativo, que calcula o correspondente sinal de saída amostrado $y(n)$ no tempo n . O sinal de saída é então comparado com um terceiro sinal $d(n)$ chamado de resposta desejada de $x(n)$ e por subtração obtém-se o sinal de erro $e(n)$,

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.43)$$

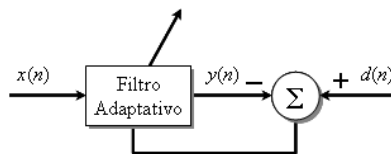


Figura 15 – Diagrama de blocos generalizado de um Filtro Adaptativo

O sinal de erro é utilizado na adaptação dos parâmetros do filtro no instante n para o instante $(n + 1)$ de modo bem definido pelo algoritmo de adaptação. A adaptação refere-se ao método no quais os parâmetros do sistema são alterados do índice n para o índice de tempo $(n + 1)$. A quantidade de parâmetros do sistema adaptativo depende da estrutura escolhida.

Na prática a quantidade de interesse nem sempre é $d(n)$. Pode-se querer representar em $y(n)$ algum componente de $d(n)$ que está contido em $x(n)$, ou ainda isolar um componente de $d(n)$ dentro do erro $e(n)$ que não está contido em $x(n)$. Há situações nas quais $d(n)$ não está disponível em todo o instante de tempo, nesses casos, a adaptação típica ocorre somente quando $d(n)$ está disponível, quando $d(n)$ não está disponível usa-se o parâmetro mais recente para calcular $y(n)$ na tentativa de estimar o sinal de resposta desejada. No mundo real há situações em que $d(n)$ nunca está disponível. Nesses casos, devem-se utilizar informações adicionais a respeito das características de um hipotético $d(n)$, tais como comportamento estatístico ou características de amplitude, para formar estimativas adequadas de $d(n)$ disponíveis para o AF.

Os parâmetros do AF ou vetor de coeficientes $\mathbf{W}(n)$ são definidos como,

$$\mathbf{W}(n) = [\omega_0(n) \ \omega_1(n) \ \cdots \ \omega_{L-1}(n)]^T \quad (3.44)$$

sendo $\{\omega_i(n)\}$ os L parâmetros do sistema no instante n , com $0 \leq i \leq L$. Dessa forma a relação geral entre os sinais de saída e entrada para o AF é dada como sendo,

$$y(n) = f(\mathbf{W}(n), y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-N), x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)) \quad (3.45)$$

em que f é uma função linear ou não, M e N são inteiros positivos. Observa-se que o filtro é causal uma vez que a saída não depende de valores futuros de $y(n)$.

O objetivo do AF é determinar a melhor relação linear entre os sinais de entrada e resposta desejada para qualquer problema, o que geralmente leva a forma de uma estrutura de filtro FIR (*Finite Impulse Response* – Resposta Finita ao Impulso) ou IIR (*Infinite Impulse Response* – Resposta Infinita ao Impulso).

Ilustra-se na Figura 16 a estrutura de um filtro FIR na Forma Direta (*Direct-Form*), também conhecido como filtro transversal, sendo z^{-1} o elemento de atraso unitário e $\omega_i(n)$ um ganho multiplicativo dentro do sistema. Os valores de $\mathbf{W}(n)$ correspondem aos valores de resposta ao impulso do filtro no tempo n .

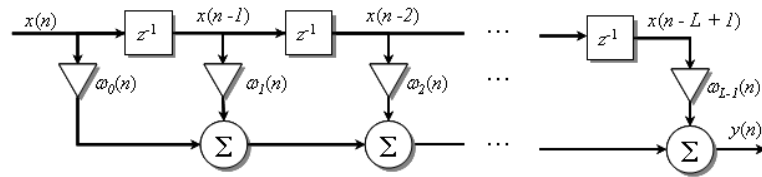


Figura 16 – Estrutura de um filtro FIR

O sinal de saída $y(n)$ para esse filtro pode ser escrito como,

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} \omega_i(n)x(n-i) \quad (3.46)$$

$$y(n) = \mathbf{W}^T(n)\mathbf{X}(n), \quad (3.47)$$

sendo $\mathbf{X}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T$ o vetor sinal de entrada. O sistema necessita então de L multiplicações e $L-1$ adições para ser implementado, requerendo $2L$ locais de memória para armazenar as L amostras do sinal de entrada e os L valores dos coeficientes do filtro.

A estrutura na Forma Direta de um filtro IIR é mostrada na Figura 17. A saída do sistema pode ser representada como,

$$y(n) = \sum_{i=1}^N a_i(n)y(n-i) + \sum_{j=0}^N b_j(n)x(n-j) \quad (3.48)$$

$$y(n) = \mathbf{W}^T(n)\mathbf{U}(n). \quad (3.49)$$

Os vetores $\mathbf{W}(n)$ e $\mathbf{U}(n)$ de dimensão $(2N + 1)$ são definidos como,

$$\mathbf{W}(n) = [a_1(n) \ a_2(n) \ \cdots \ a_N(n) \ b_0(n) \ b_1(n) \ \cdots \ b_N(n)]^T \quad (3.50)$$

$$\mathbf{U}(n) = [y(n-1) \ y(n-2) \ \cdots \ y(n-N) \ x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \cdots \ x(n-N)]^T \quad (3.51)$$

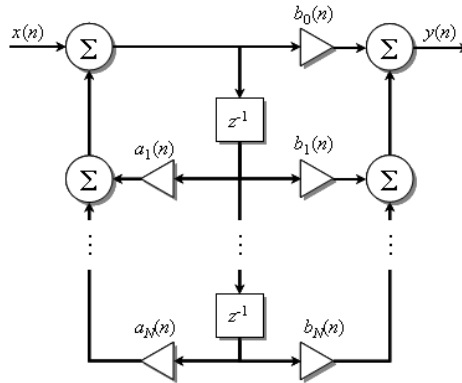


Figura 17 – Estrutura de um filtro IIR

Sistemas adaptativos que utilizam estruturas de filtro FIR são preferíveis porque a estabilidade da relação de entrada e saída é garantida para qualquer grupo de coeficientes fixos e porque o algoritmo de ajuste dos coeficientes no geral é mais simples do que para o ajuste dos coeficientes de uma estrutura IIR.

Um algoritmo adaptativo é um processo para ajuste dos parâmetros de um AF que minimiza uma função de custo escolhida. A forma geral de um algoritmo adaptativo FIR é

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)\mathbf{G}(e(n), \mathbf{X}(n), \Phi(n)) \quad (3.52)$$

sendo \mathbf{G} uma função não linear, $\mu(n)$ é o tamanho do passo de adaptação (ou simplesmente passo de adaptação), $e(n)$ e $\mathbf{X}(n)$ são os sinais de erro e de entrada respectivamente, e $\Phi(n)$ é um vetor de estado que guarda informações pertinentes sobre as características dos sinais de entrada e saída ou então os coeficientes do instante anterior. No algoritmo mais simples $\Phi(n)$ não é usado. As informações necessárias para ajustar os parâmetros no tempo n são: o sinal erro, vetor de entrada e o passo de adaptação. O tamanho do passo determina a magnitude da mudança que é interativamente realizada pelo algoritmo determinando o vetor de coeficientes utilizados. O bom desempenho de um AF depende de como o valor de $\mu(n)$ é escolhido ou calculado para obter o desempenho ótimo.

A função \mathbf{G} depende da função de custo escolhida para tarefa de filtragem adaptativa. A função de custo mais utilizada é a do Erro Médio Quadrático ($MSE - Mean-Squared Error$) e é definida como

$$J_{MSE}(n) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^2(n) p_n(e(n)) de(n) \quad (3.53)$$

$$J_{MSE}(n) = \frac{1}{2} E\{e^2(n)\} \quad (3.54)$$

Em que $p_n(e)$ é a função densidade de probabilidade do erro no instante n e E a integral esperança.

A função de custo J_{MSE} é útil para o AF porque ela tem mínimo bem definido em relação aos parâmetros de $\mathbf{W}(n)$, porque os valores obtidos no mínimo de J_{MSE} minimizam a energia em $e(n)$ indicando que $y(n)$ aproxima-se de $d(n)$ e porque J_{MSE} é uma função amortecida de cada parâmetro em $\mathbf{W}(n)$, tal que J_{MSE} é diferenciável em relação aos parâmetros de $\mathbf{W}(n)$.

Os coeficientes $\mathbf{W}(n)$ que minimizam a função $J_{MSE}(n)$ para um filtro FIR são determinados se há conhecimento da estatística tanto do sinal de entrada quanto da saída desejada. O vetor de coeficientes ótimos $\mathbf{W}_{MSE}(n)$ é solução do problema de filtragem adaptativa é conhecida como solução de Wiener.

Sabendo-se que a derivada de uma função de uma função de custo com respeito a seus parâmetros é zero no ponto mínimo da superfície da função de erro, o vetor de coeficientes ótimos $\mathbf{W}_{MSE}(n)$ é determinado através da derivada da função custo em relação aos parâmetros $\{\omega_i(n)\}$ do filtro, o que pode ser realizado porque a função custo $J_{MSE}(n)$ é quadrática nos parâmetros $\{\omega_i(n)\}$ e também é diferenciável.

$$\frac{\partial J_{MSE}(n)}{\partial \omega_i(n)} = 0, \quad 0 \leq i \leq L-1 \quad (3.55)$$

$$\frac{\partial J_{MSE}(n)}{\partial \omega_i(n)} = E \left\{ e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \omega_i(n)} \right\} \quad (3.56)$$

Substituindo o valor de $e(n)$ e $y(n)$ conforme expresso nas equações (3.43) e (3.46), chega-se a,

$$\frac{\partial J_{MSE}(n)}{\partial \omega_i(n)} = E \left\{ e(n) \frac{\partial d(n)}{\partial \omega_i(n)} - e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial \omega_i(n)} \right\} \quad (3.57)$$

$$\begin{aligned}
&= -E \left\{ e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial \omega_i(n)} \right\} \\
&= -E \{ e(n)x(n-i) \} \\
&= -E \{ d(n)x(n-i) - y(n)x(n-i) \} \\
&= - \left(E \{ d(n)x(n-i) \} - \sum_{j=0}^{L-1} E \{ x(n-i)x(n-j) \} \omega_j(n) \right) \quad (3.58)
\end{aligned}$$

Pode-se encontrar o vetor ótimo de maneira mais fácil definindo-se as matrizes $\mathbf{R}_{\mathbf{XX}}(n)$ e $\mathbf{P}_{d\mathbf{X}}(n)$ como:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{XX}}(n) = E \{ \mathbf{X}(n)\mathbf{X}(n) \} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{P}_{d\mathbf{X}}(n) = E \{ d(n)\mathbf{X}(n) \}. \quad (3.60)$$

Escrevendo a equação (3.58) na forma vetorial e combinando-se com a equação (3.55) chega-se a:

$$\mathbf{P}_{d\mathbf{X}}(n) - \mathbf{R}_{\mathbf{XX}}(n)\mathbf{W}_{MSE}(n) = \mathbf{0} \quad (3.61)$$

em que $\mathbf{0}$ é um vetor de zeros.

Dessa forma, desde que $\mathbf{R}_{\mathbf{XX}}(n)$ seja inversível, a solução ótima de Wiener é dada por:

$$\mathbf{W}_{MSE}(n) = \mathbf{R}_{\mathbf{XX}}^{-1}(n)\mathbf{P}_{d\mathbf{X}}(n) \quad (3.62)$$

Uma função de custo $J(n)$ pode ter seus parâmetros minimizados com respeito ao conjunto de parâmetros ajustáveis $\mathbf{W}(n)$. O método *Steepest Descent* realiza esse processo de otimização ajustando cada parâmetro do sistema de acordo com a derivada da função custo em relação ao parâmetro como se mostra nas equações abaixo.

$$\omega_i(n+1) = \omega_i(n) - \mu(n) \frac{\partial J(n)}{\partial \omega_i(n)} \quad (3.63)$$

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu(n) \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{W}(n)} \quad (3.64)$$

Para um filtro FIR que minimiza a função de custo MSE , o resultado pode ser encontrado substituindo-se em (3.64) o valor de $\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{W}(n)}$ obtido na equação (3.61).

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)(\mathbf{P}_{d\mathbf{X}}(n) - \mathbf{R}_{\mathbf{XX}}(n)\mathbf{W}(n)) \quad (3.65)$$

Na prática, apenas os valores (de medição) $x(n)$ e $d(n)$ são utilizadas no processo de adaptação, as quais podem ser utilizadas para determinar adequadas estimativas dos valores estatísticos contidos em $\mathbf{R}_{XX}(n)$ e $\mathbf{P}_{dX}(n)$, entretanto um procedimento que utiliza apenas o conhecimento dos próprios valores das medidas $x(n)$ e $d(n)$ pode ser desenvolvido. A este procedimento dá-se o nome de algoritmo *LMS* (*Least-Mean-Squares*).

Como os valores das medições $x(n)$ e $d(n)$ estão disponíveis, torna-se adequado utilizar uma função custo que dependa apenas dessas medições, esse função de custo é a *LS* (*Least-Squares* – Mínimos quadrados) dada por:

$$J_{LS}(n) = \sum_{k=0}^n \alpha(k) (d(k) - \mathbf{W}^T(n) \mathbf{X}(k))^2 \quad (3.66)$$

sendo $\alpha(n)$ uma seqüência de ponderamentos para os termos dentro do somatório. A função de custo J_{LS} necessita de inúmeras interações para calcular ser calculada assim como também suas derivadas em relação a cada $\omega_i(n)$. De modo alternativo pode-se utilizar uma função de custo mais simples J_{LMS} (*LMS* – *Least-Mean-Squares*) dada por:

$$J_{LMS}(n) = \frac{1}{2} e^2(n) \quad (3.67)$$

$$J_{MSE}(n) = \frac{1}{2} E\{J_{LMS}(n)\} \quad (3.68)$$

Como pode ser observado nas equações (3.54) e (3.67), a função J_{MSE} é a esperança da função J_{LMS} .

Fazendo as derivadas de $J_{LMS}(n)$ em relação a $\mathbf{W}(n)$ e substituindo o resultado em (3.61) obtém-se o algoritmo adaptativo LMS como mostrado na equação a seguir.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)e(n)\mathbf{X}(n) \quad (3.69)$$

A quantidade e o tipo de operações necessárias pelo algoritmo LMS são as mesmas de um filtro FIR de valores de coeficientes fixos.

3.6. Aplicações de Filtro Adaptativo

Podem-se distinguir quatro classes básicas de aplicação para a filtragem adaptativa

Classe I. *Identificação* – O FA é utilizado para dar o modelo linear que melhor representa um sistema desconhecido. A entrada do filtro é a mesma do sistema desconhecido

e a saída do sistema desconhecido é utilizada como resposta desejada pelo FA. Essa classe possui a aplicação basicamente na *Identificação de Sistemas*.

Classe II. *Modelagem Inversa* – Nesta classe o objetivo do filtro adaptativo é encontrar a melhor representação da função inversa (função recíproca) de um sistema desconhecido. A saída do sistema desconhecido é utilizada como entrada do filtro, e a entrada do sistema com adição de atraso é utilizada como resposta desejada pelo FA, em alguns casos não há adição de atraso. As principais aplicações são *Deconvolução Preditiva*, *Equalização Adaptativa* e *Equalização Cega*.

Classe III. *Predição* – A função do FA é encontrar a melhor predição do valor presente de um sinal aleatório. O valor presente do sinal é utilizado como saída desejada pelo FA e os valores passados do sinal são utilizados como entrada do FA. Dependendo da aplicação a saída do sistema adaptativo pode ser a saída do FA ou o erro. Essa classe aplica-se em *Codificação Linear Preditiva*, *Modulação Adaptativa de código-pulso diferencial*, *Análise Auto-regressiva de Espectro* e *Detecção de Sinal*.

Classe IV. *Cancelamento de Interferência* – Como o nome já diz, a função do FA é cancelar interferências contidas em um sinal principal medido. O sinal principal medido contaminado por interferência é utilizado como resposta desejada do FA, e um sinal auxiliar contendo basicamente a interferência indesejada é utilizado como entrada do FA. As aplicações são: *Cancelamento Adaptativo de Ruído*; *Cancelamento de Ecos* e *Formato de Irradiação Adaptativo*.

Na medição de nível a Classe de Cancelamento de Interferências é a que deve ser utilizada, pois o FA terá a função de cancelar o ruído de modo a obter o eco o mais semelhante ao sinal emitido. Como as outras Classes e Aplicações da filtragem adaptativa fogem do foco deste trabalho, não será descrito mais comentários sobre elas.

A subtração de ruído a partir de um sinal recebido pode produzir resultados desastrosos por causa da redução da potência média do sinal. Uma maneira apropriada para filtrar e subtrair é a realização por processos adaptativos, os quais podem chegar a um desempenho bem superior quando comparados à filtragem direta do sinal [12]. O processo de cancelamento adaptativo de ruído determina a relação entre o ruído de referência e o componente de ruído que está contido no sinal medido. Ilustra-se na Figura 18 o diagrama de blocos do Cancelador Adaptativo de Ruído.

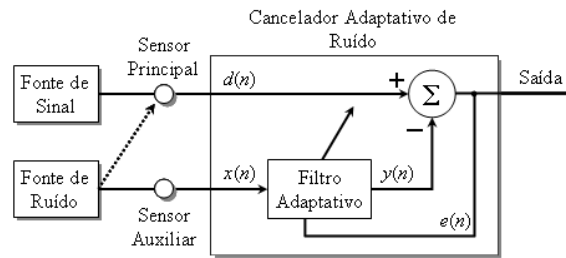


Figura 18 – Cancelador Adaptativo de Ruído.

O sinal medido pelo Sensor Principal é um sinal $s(n)$ contaminado por ruído $n_0(n)$, como se mostra na equação,

$$d(n) = s(n) + n_0(n) \quad (3.70)$$

O sinal de erro é dado então por,

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.71)$$

$$e(n) = s(n) + n_0(n) - y(n) \quad (3.72)$$

Neste caso, equivale a minimizar o valor médio quadrático do sinal de erro $e(n)$, equivale em minimizar o valor médio quadrático do componente de ruído $n_0(n) - y(n)$ contido no sinal de erro.

A operação do FA é perfeita se $y(n) = n_0(n)$, o que corresponde a uma relação de sinal ruído de saída infinitamente grande. Na Figura 19 ilustra-se a aplicação do Cancelador Adaptativo de Ruído.

Neste Capítulo descreveram-se sucintamente as ferramentas mais utilizadas na medição de nível, seja para extração da envoltória, seja para eliminação de ruído. O desempenho dessas ferramentas será comparado em um mesmo sistema para simulação descrito no próximo capítulo.

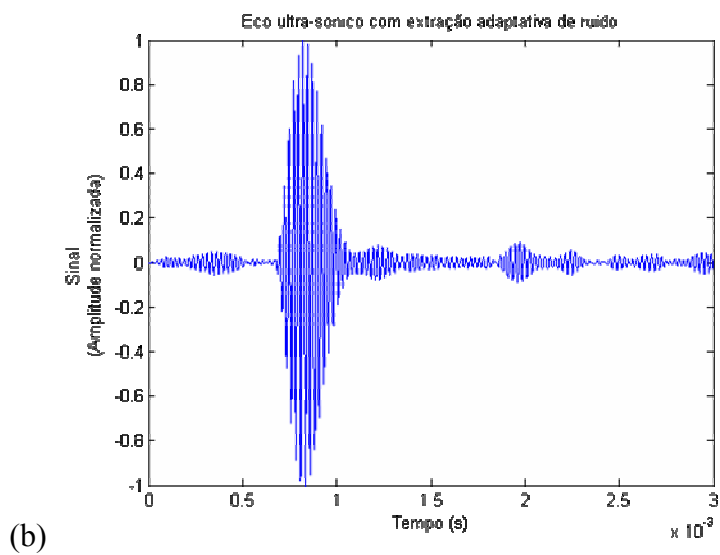
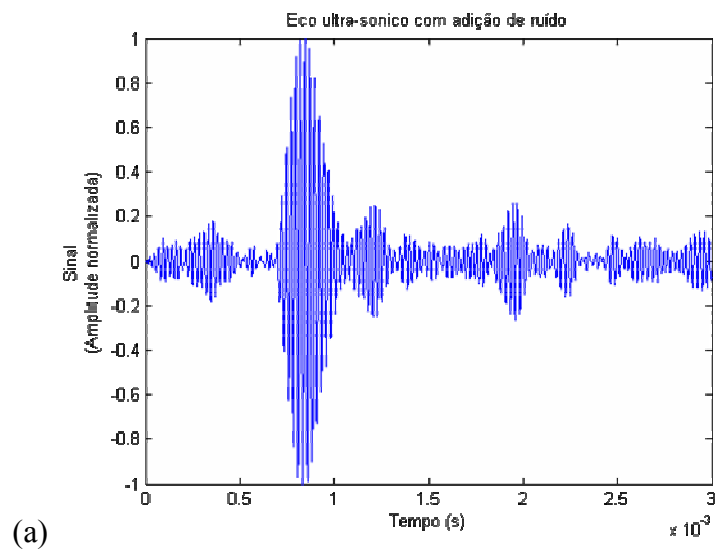


Figura 19 – (a) Típico Eco de pulso de sinal ultra-sônico de 40 kHz com adição de ruído e (b) eco obtido com remoção adaptativa de ruído. Frequência de amostragem de $10f_s$

Capítulo 4 – Simulações e Estudo Comparativo entre Métodos

Com o conhecimento das ferramentas descritas no capítulo anterior, pode-se então fazer uso destas e comparar os resultados variando-se o principal agravante da medição, a relação sinal ruído, mas antes disso é necessário o conhecimento mais aprofundado do sistema de medição. Assim nos próximos parágrafos será descrito primeiramente do sistema utilizado nas simulações e em seguida os procedimentos de simulação.

4.1. O Sistema de Medição

O sistema utilizado para realização das simulações é composto por dois transdutores ultra-sônicos, um deles funcionando como transmissor (Transdutor 1, Tr1) e o outro funcionando como receptor (Transdutor 2, Tr2), sendo que o Transdutor 1 possui frequência central de 41 kHz e largura de banda de 6 kHz e o Transdutor 2 possui frequência central de 40.6 kHz e largura de banda de 6 kHz. O Transdutor 1 também foi utilizado para medição de ruído. Além dos sensores ultra-sônicos, o sistema contém dois conversores A/D, um filtro adaptativo e um correlacionador baseado na equação (2.32). Mostra-se na Figura 20 um diagrama de blocos do sistema.

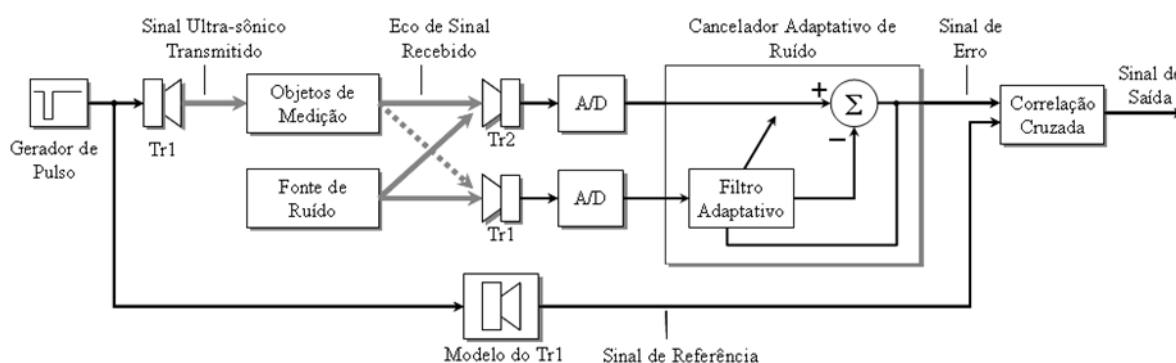


Figura 20 – Sistema de Medição com o uso de Cancelador Adaptativo de Ruído.

O sistema de medição desse trabalho utiliza a estratégia de medição ilustrada no fluxograma da Figura 8 e descrito no Capítulo 2 item 7. Esse processo de medição é composto de 05 sub-processos, Transmissão, Recepção, Identificação do Sinal, Determinação do instante de Chegada e Remoção do eco Identificado, e uma tomada de decisão.

A Transmissão consiste em gerar um pulso $20 V_{pp}$ (esse valor de tensão pode variar com o sensor) de 0,0122 ms nos terminais do Transdutor 1. Esse pulso é transformado pelo Transdutor 1 gerando na sua saída um sinal ultra-sônico de 41 kHz que se propaga no meio e é refletido nas várias camadas na forma de eco com adição de ruído branco. Assim o Transdutor 2 recebe um sinal predominantemente composto pelo eco mais o ruído, ao mesmo tempo em que o Transdutor 1 recebe um sinal com eco mais fraco e predominantemente composto por ruído. Tanto o sinal de eco quanto o ruído são transformados pelos Transdutores, gerando sinais elétricos em suas saídas. Logo, o ruído apresenta-se na saída dos sensores com banda limitada.

O transdutor pode ser modelado como descrito na equação (2.28) ou de forma alternativa, como um filtro de segunda ordem [16]. Como o modelo em (2.28) é uma função do tempo e não do sinal de excitação, a utilização dele na composição do sinal recebido fica prejudicada e assim seria necessária a utilização de outro modelo na recepção do sinal, o que não condiz com a realidade. O modelo adotado foi o do filtro analógico Bessel passa-faixa de segunda ordem, além desse filtro poderia ser utilizado o Butterworth, entretanto este apresenta uma mudança de fase indesejada distorcendo a representação do sensor. Na Figura 21 ilustra-se a resposta ao pulso de excitação dos filtros Bessel e Butterworth passa faixa de banda passante de 38 a 44 kHz igual à banda de um transmissor real. A distorção do filtro Butterworth citada anteriormente está presente no intervalo de 0,2 a 2,5 ms.

Antes da Recepção existe propagação do sinal, a qual é modelada segundo equação (2.29). O coeficiente de atenuação α muda de acordo com o meio de propagação, neste trabalho adotou-se um coeficiente de atenuação de $1,25 \times 10^{-3}$ (-58 dB) para o primeiro eco e de $0,3125 \times 10^{-3}$ (-70 dB) para o segundo eco, valores obtidos utilizando a equação (2.26) para $x = 800$ mm (maior distância simulada) e para $\beta = 1,28 \times 10^{-8}$ [3]. Para o segundo eco multiplicou-se o sinal por um fator de 0,5. Nas simulações, entretanto, utilizou-se $1,25 \times 10^{-2}$ e $0,3125 \times 10^{-2}$, uma vez que o modelo adotado para o transdutor faz atenuação por 10.

Na Recepção, os sinais nas saídas dos transdutores são digitalizados e em seguida passam pelo filtro adaptativo, iniciando-se o processo de Identificação do Sinal (remoção de ruído). A entrada do filtro adaptativo é alimentada com o sinal proveniente do Transdutor 1. O erro resultado da diferença entre o sinal do Transdutor 2 e da saída do filtro adaptativo é o sinal de eco estimado. O sinal de eco estimado é utilizado para realização da correlação cruzada com um sinal de referência, que no caso é o sinal inicialmente transmitido pelo

Transmissor 1. Ao final os máximos de correlação identificam em que instante o sinal de eco chegou.

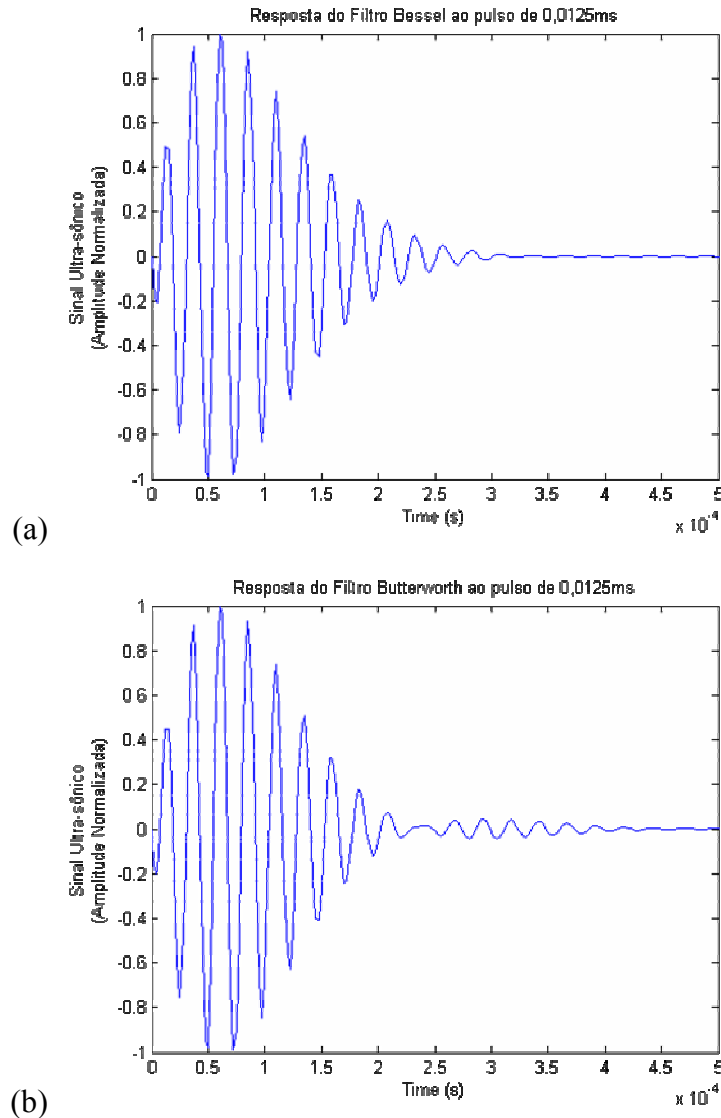


Figura 21 – Resposta dos modelos de transdutores ultra-sônicos ao pulso de 0,0125 ms, (a) Filtro Bessel e (b) Filtro Butterworth.

Como objetivo de determinar o atraso inerente a todo processo, inicialmente realiza-se simulações sem ruído para que esse atraso seja identificado, em nosso sistema o valor encontrado foi de $3f_a/f_s$ ms, sendo f_a é a frequência amostragem.

4.2. Comparação entre métodos

A comparação entre os métodos foi feita variando-se a relação sinal ruído conforme equação abaixo,

$$SNR = 20 \log \left(\frac{\text{var}(r[nT])}{\text{var}(n[nT])} \right) \quad (4.1)$$

Outro parâmetro importante é a frequência de amostragem f_a , entretanto para neste trabalho não foi variado o valor de f_a para efeito de comparação entre os métodos, pois os comportamentos dos resultados de todos os métodos seriam proporcionalmente semelhantes aos obtidos em uma dada frequência de amostragem, assim a frequência de amostragem adotada foi de 400 kHz ($10f_s$), acima deste valor um sistema de medição real teria um custo muito elevado provavelmente inviabilizaria o projeto.

O Filtro Adaptativo utilizado foi o LMS de primeira ordem com coeficiente inicial de 0,5 e passo de adaptação de 0,001, os quais foram adotados pela constatação após várias simulações, na Análise Wavelets utilizada adotou-se a Wavelet mãe Symmlets6 com decomposição de 10ª ordem utilizando o processo de detecção de limiar por mínimos e máximos. Para a STFT o número de média espectral foi igual a 10 e a magnitude do sinal analítico foi obtida via HT.

Os valores de SNR utilizados variaram de 30 a -20 dB em passos de 10, e com o objetivo de alcançar valores estatísticos consolidados, para cada distância realizou-se 20 simulações. Os resultados obtidos foram utilizados para encontrar a incerteza d_1 , d_2 e o erro dado pelas equações (4.2), (4.3) e (4.4) respectivamente.

$$u_{d1} = \frac{1}{2} v_1 \sigma_{t1} \quad (4.2)$$

$$u_{d2} = \frac{1}{2} v_2 \sqrt{u_{t2}^2 + \bar{u}_{t1}^2} \quad (4.3)$$

$$\text{erro}(\%) = \left| \frac{\hat{d}_i}{d_i} - 1 \right| * 100 \quad (4.4)$$

Sendo, σ_{t1} o desvio padrão dos valores estimados de t_1 , \bar{u}_{t1} a incerteza média de t_1 e \hat{d}_i distância i estimada.

A Tabela 2 contém a média dos resultados obtidos para a incerteza u_{d1} e para o erro na determinação do primeiro eco após as 20 simulações para cada valor de SNR indicado, e para cada um dos métodos. Foi considerado que o primeiro meio é o ar a 20°C e a 1 atm.

Como se podem observar na Figura 22, os resultados obtidos com o Filtro Adaptativo na identificação do primeiro eco são bem melhores do que com o uso dos outros métodos. É possível observar ainda que a Análise Wavelets alcança bons resultados até 0 dB, a partir desse valor não consegue mais identificar o sinal no meio de ruído com a precisão esperada.

Tabela 2 – Resultado das simulações para o primeiro eco.

SNR	Filtro Adaptativo		Análise Wavelets		STFT		Hilbert	
	u_{d1} (mm)	erro (%)	u_{d1} (mm)	erro (%)	u_{d1} (mm)	erro (%)	u_{d1} (mm)	Erro (%)
30	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,2214	0,13
20	0,00	0,00	0,00	0,00	0,0678	0,02	0,2010	0,10
10	0,00	0,00	0,00	0,00	0,2716	0,07	0,2324	0,10
0	0,00	0,00	0,0678	0,02	0,4267	0,05	0,3995	0,22
-10	0,00	0,00	0,6779	0,14	0,7038	0,10	0,8433	0,22
-20	0,00	0,00	0,9275	0,47	0,9059	0,19	1,4795	0,27

A Tabela 3 contém a média dos resultados obtidos para a incerteza u_{d2} e para o erro na determinação do segundo eco após as 20 simulações para cada valor de SNR indicado, e para cada um dos métodos. Foi considerado que o segundo meio é a água a 20°C e a 1 atm.

Tabela 3 – Resultado das simulações para o segundo eco.

SNR	Filtro Adaptativo		Análise Wavelets		STFT		Hilbert	
	u_{d1} (mm)	erro (%)	u_{d1} (mm)	erro (%)	u_{d1} (mm)	erro (%)	u_{d1} (mm)	erro (%)
30	0,00	0,00	0,00	0,00	1,2408	0,14	1,6196	0,04
20	0,00	0,00	2,3432	0,17	3,1984	0,05	2,4974	0,23
10	0,00	0,00	3,6259	0,53	4,2180	0,15	4,2336	0,29
0	0,00	0,00	6,8015	0,67	9,3211	0,43	7,6087	0,43
-10	9,3878	0,47	19,1603	2,08	18,5824	0,60	21,0562	2,72
-20	10,9964	1,18	210,3326	17,67	126,1479	21,08	66,1090	10,23

Na Figura 23 os resultados da Tabela 3 são ilustrados e pode ser observado que para valores inferiores a 0 dB, o único método que apresenta estabilidade, ou seja, incerteza e erro sem inclinação abrupta, são obtidos com o Filtro Adaptativo. Embora a Análise Wavelets apresente a segunda melhor seqüência de resultados para a incerteza, ela apresenta a pior seqüência de resultados para o erro.

Além dos resultados obtidos com a variação da relação sinal ruído, fez-se a comparação dos tempos de processamentos dos métodos. A simulação para efeito de tempo de processamento foi realizada 1000 vezes por método com o intuito de conseguir alguns

segundos de processamento. Os tempos obtidos foram comparados proporcionalmente com o maior tempo de modo a obter-se uma referência comparativa em percentual quase completamente independente do hardware utilizado. Obviamente esses percentuais podem ser ainda mais distantes uns dos outros com a utilização de um hardware inferior ao utilizada, sendo o conjunto de instruções do processador o principal elemento dessa variação, de qualquer forma os resultados ilustrados na Figura 24 são de grande utilidade, pois como dito anteriormente servem de referência, indicando qual dos métodos é mais lento e quanto mais veloz os outros métodos são.

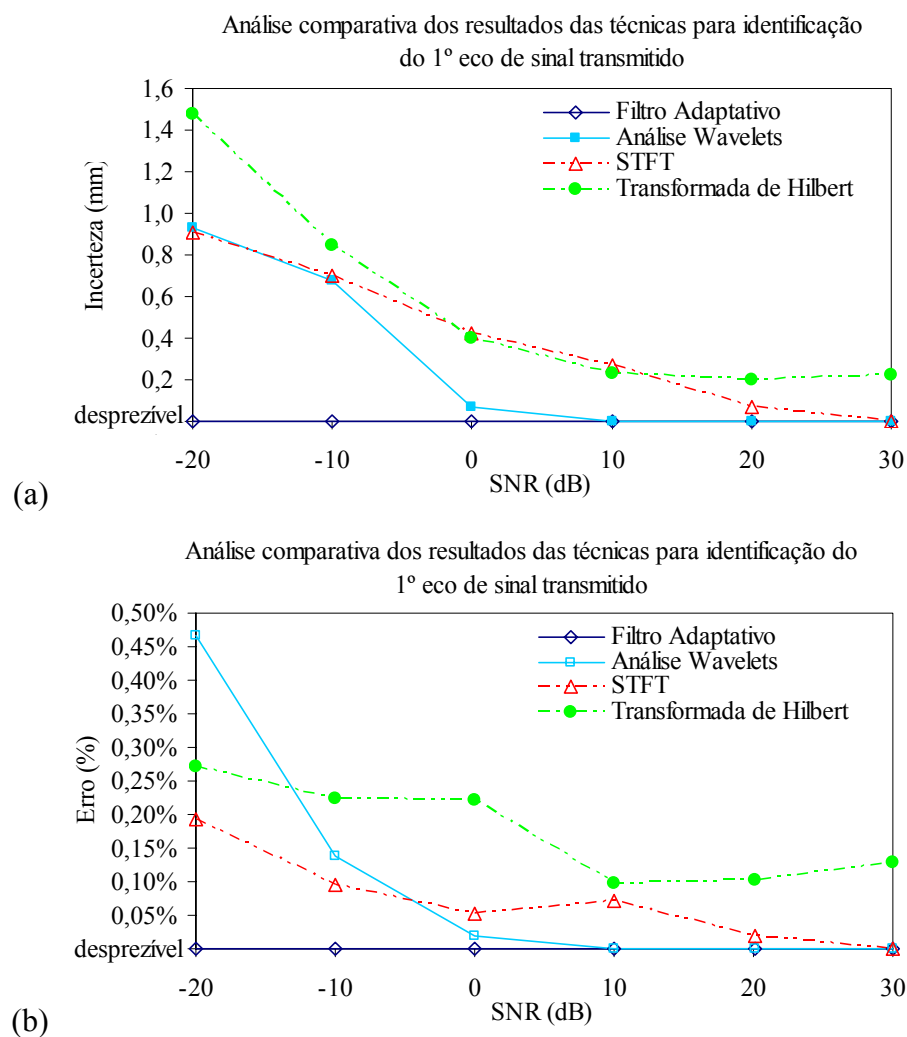


Figura 22 – Análise comparativa dos resultados obtidos nas simulações para determinação do primeiro nível. Frequência de amostragem de $10f_s$, (a) incerteza e (b) erro em função da relação sinal-ruído.

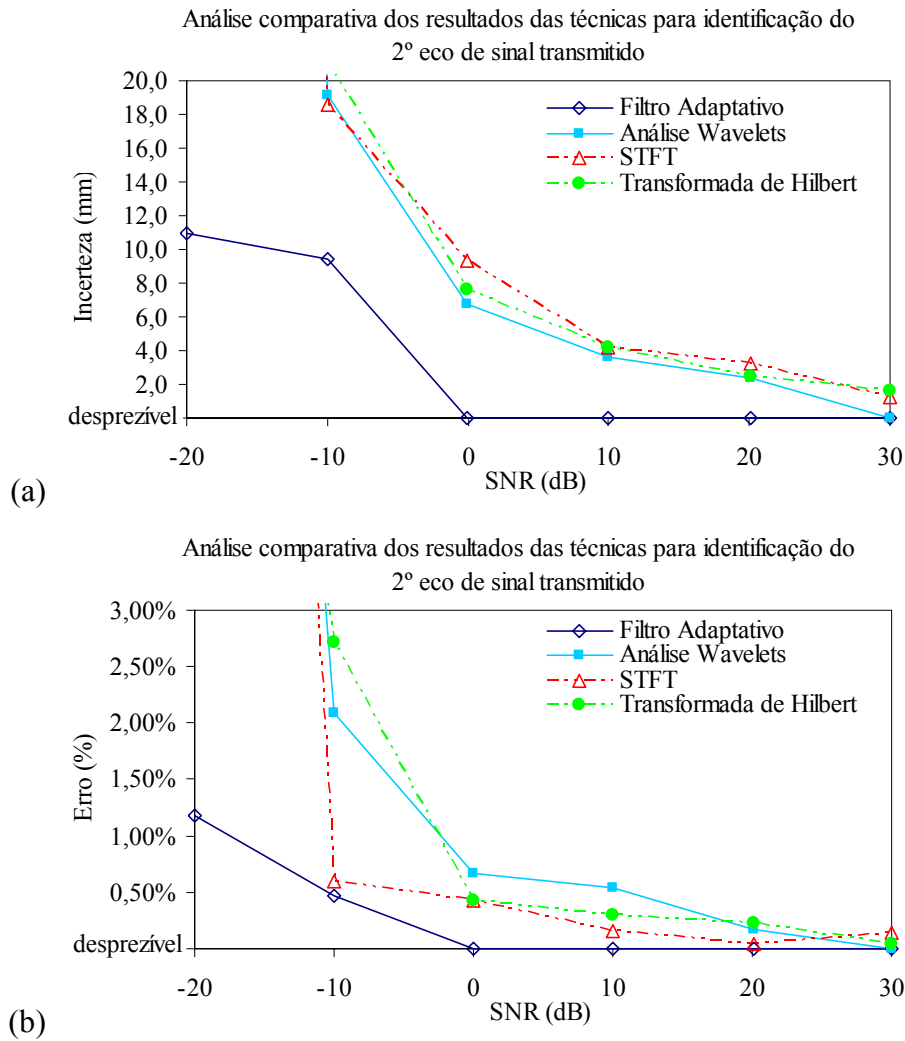


Figura 23 – Análise comparativa dos resultados obtidos nas simulações para determinação do segundo nível. Frequência de amostragem de $10f_s$, (a) incerteza e (b) erro em função da relação sinal-ruído.

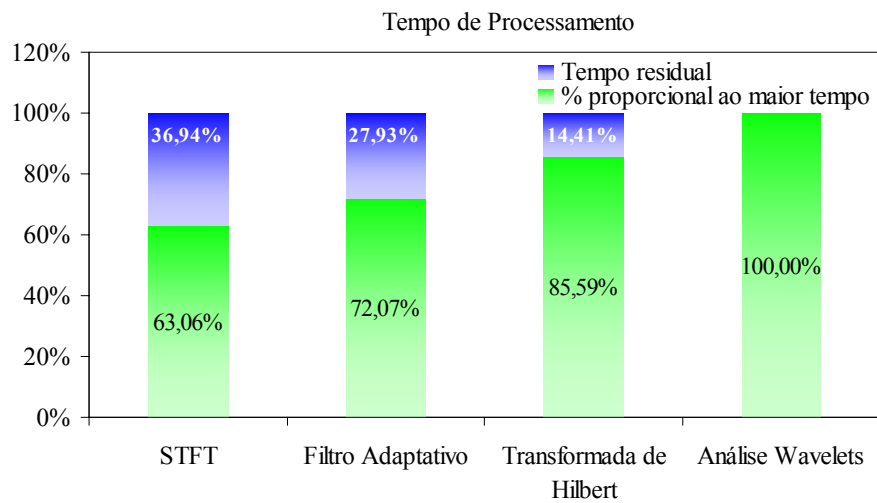


Figura 24 – Comparativo dos tempos de processamento dos métodos em percentual proporcional ao maior tempo obtido.

4.3. Comportamento do Filtro Adaptativo

Uma análise importante é a verificação do comportamento do Filtro Adaptativo com a variação de seus parâmetros. Uma vez estabelecido que o filtro seja de primeira ordem e que o valor do coeficiente inicial é de 0,5, resta variar o passo de adaptação μ . Da mesma forma que foi feito para o item anterior, realizou-se também 20 simulações para cada valor de μ adotado na terminação do primeiro e segundo eco, a relação sinal ruído adotada foi de 0 dB. Os resultados para o primeiro e segundo eco são ilustrados nas Figuras 25 e 26 respectivamente.

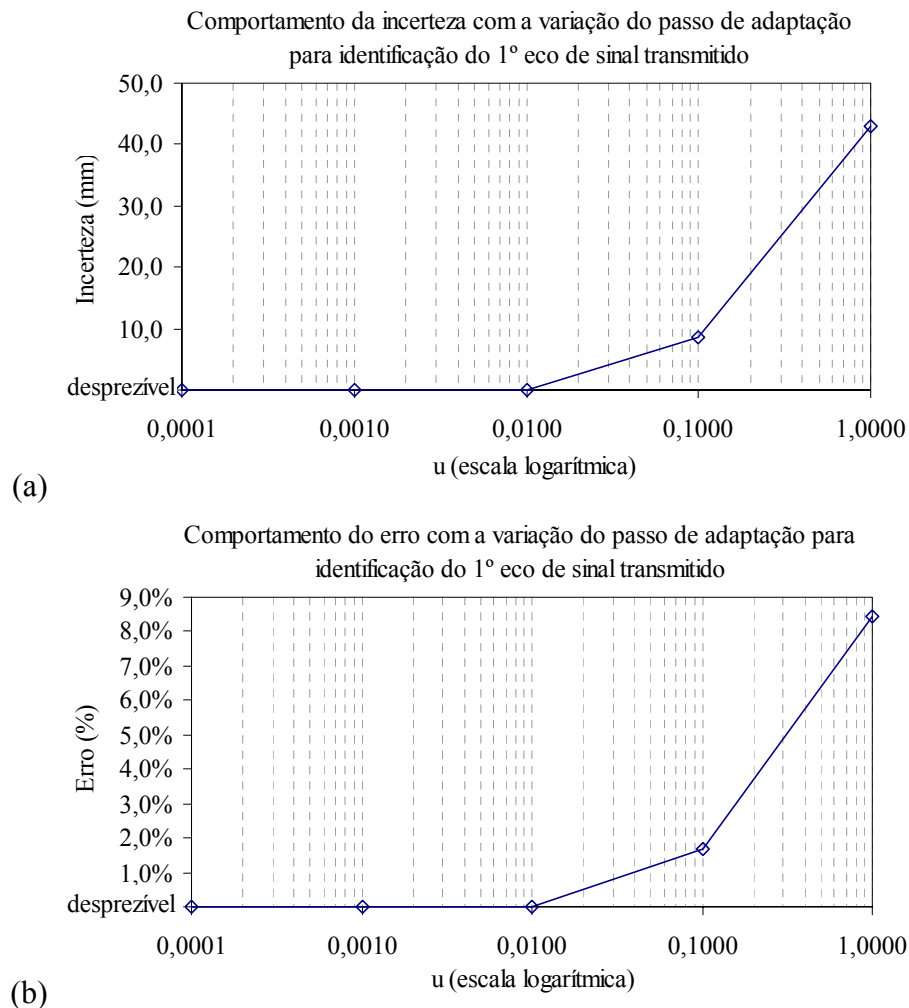


Figura 25 – (a) Gráfico do comportamento da incerteza e (b) do erro com a variação do passo de adaptação na determinação do primeiro nível. Frequência de amostragem de $10f_s$ e SNR = 0 dB.

Além do passo de adaptação, variou-se a frequência de amostragem f_a que é um parâmetro do sistema de medição de grande influência no erro e no tempo de processamento.

Os resultados para erro e para o tempo de processamento são ilustrados respectivamente nas Figura 27 e 28. Os tempos de processamento foram obtidos igualmente aos do item anterior.

O modelo utilizado para realizar a simulação do sistema proposto é ilustrado nas figuras do Anexo A. Os códigos para realização da correlação cruzada e do filtro adaptativo estão listados no Anexo B.

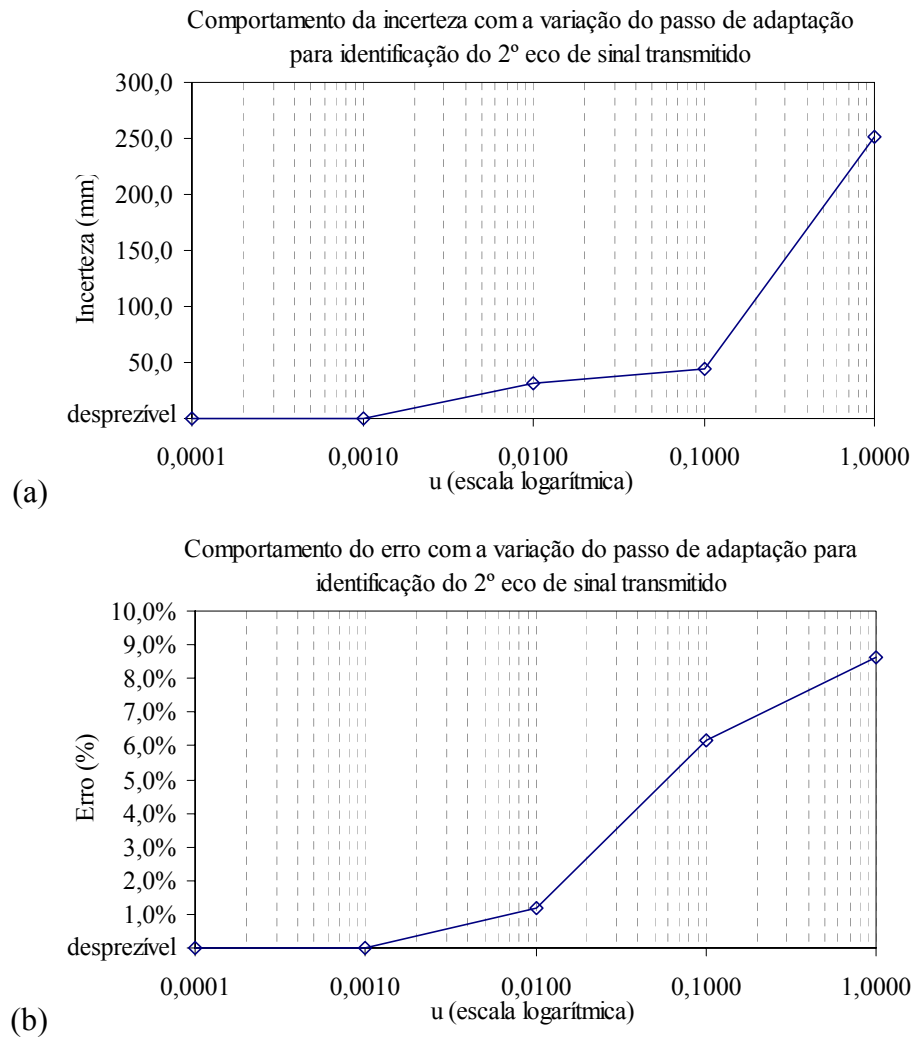


Figura 26 – (a) Gráfico do comportamento da incerteza e (b) do erro com a variação do passo de adaptação na determinação do segundo nível. Frequência de amostragem de $10f_s$ e SNR = 0 dB.

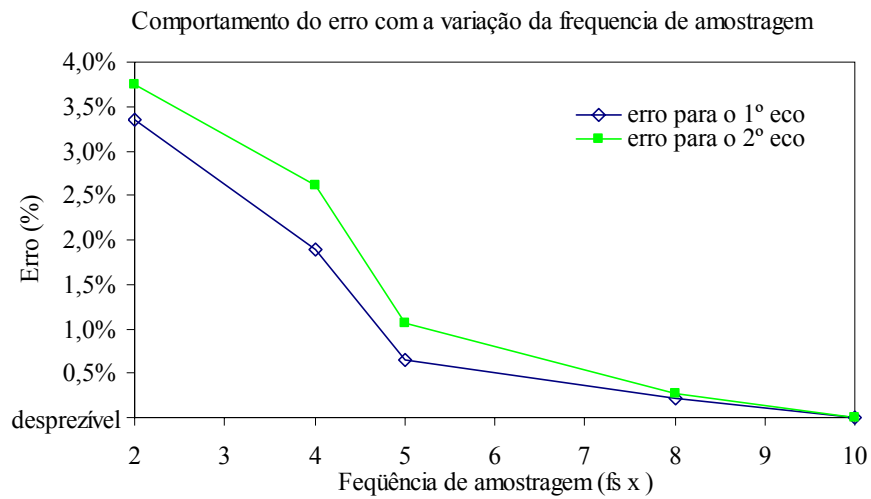


Figura 27 – Gráfico do comportamento do erro com a variação da frequência de amostragem para determinação do primeiro e segundo nível. Relação Sinal Ruído SNR = 0 dB e passo de adaptação $\mu = 0,001$.

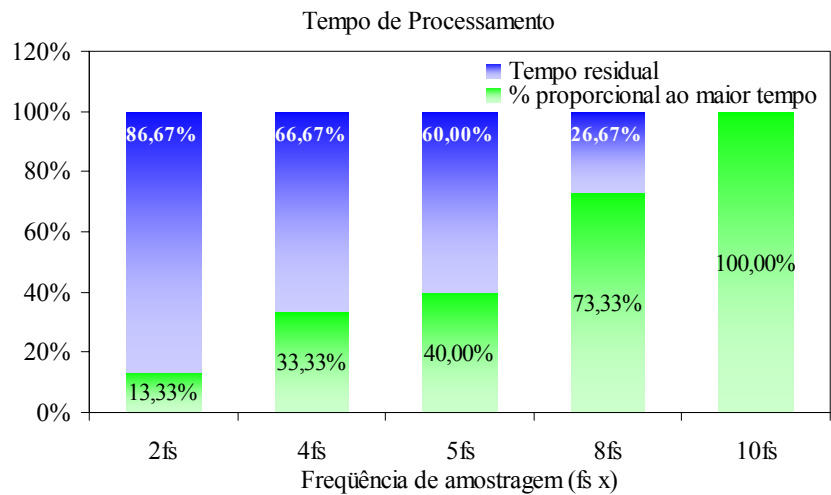


Figura 28 – Comparativo dos tempos de processamento em função da frequência de amostragem.

Conclusão

Descreveram-se nesse trabalho dois métodos para a determinação do nível de líquidos contidos em reservatório ou recipiente, o Método da Diferença de Fase e do Eco de Pulso, ambos os métodos são baseados na Técnica do Tempo de Vôo a qual também foi descrita. Devido o Método da Diferença de Fase ser limitado a medição de apenas um nível, não foi feito estudo e nem simulações para esse método.

A generalização da medição de nível utilizando a Técnica do Tempo de Vôo, a incerteza associada na medição, as propriedades das ondas sonoras, a velocidade do som, as propriedades dos transdutores ultra-sônicos, o modelo do pulso e do eco ultra-sônico para aplicação com o Método do Eco de Pulso, os algoritmos para determinação de semelhança e os fluxogramas com os processos para Detecção de Múltiplas Fases de Nível com o Método do Eco de Pulso, também foram descritos.

Explicaram-se sucintamente as principais técnicas digitais para identificação do sinal de eco recebido que são a *Short Time Fourier Transform*, a Transformada de Hilbert, a Análise Wavelet, e a inovação com aplicação de Filtro Adaptativo.

Um estudo com base em simulações utilizando as ferramentas descritas no parágrafo anterior a foi realizado de modo a comparar a incerteza e o erro em função da variação da relação sinal-ruído e considerando ainda o tempo de processamento. O estudo de comportamento do Filtro Adaptativo foi realizado em particular para obter duas curvas, uma para a incerteza e para o erro em função da variação do passo de adaptação, e a outra para o erro variando-se a frequência de amostragem, considerou-se ainda o tempo de processamento variando-se a frequência de amostragem.

Como foi possível observar, o Filtro Adaptativo mostrou desempenho significativamente superior em todos os pontos nos gráficos das Figuras 22 e 23, as quais fazem uma análise comparativa dos resultados obtidos nas simulações para determinação respectivamente do primeiro e segundo nível, utilizando frequência de amostragem igual a 10 vezes a frequência de ressonância do modelo de transdutor adotado. A subida abrupta da curva de erro em um ponto especial no gráfico da Figura 23 onde a relação sinal-ruído é de -10 dB se traduz como não identificação do segundo eco em meio ao ruído, o que ocorreu em todas as ferramentas, com exceção do Filtro Adaptativo.

Em termo de tempo de processamento, devido o Filtro Adaptativo ser de primeira ordem e de estrutura simples o seu resultado foi o segundo melhor, ficando atrás apenas da Transformada de Hilbert e ainda assim conseguindo ser 27,93% mais rápido do que a ferramenta mais lenta.

Em relação ao comportamento do Filtro Adaptativo, os gráficos ilustrados nas Figuras 26 e 27 facilmente levam a conclusão que para o problema em questão, valores de passo de adaptação maiores do que 0,01 não geram bons resultados.

Com base nas Figuras 27 e 28 pode-se concluir que para aplicações em processos críticos que requerem alta exatidão e precisão, é necessária uma frequência de amostragem igual ou superior a 10 (dez) vezes a frequência de ressonância do transdutor ultra-sônico adotado para que a medição utilizando Filtro Adaptativo tenha os resultados esperados, entretanto quanto maior for a frequência de amostragem, mais complexo e mais caro se tornará o hardware, além de que o tempo de processamento também se tornará maior. Para aplicações não tão críticas pode ser adotada uma alternativa de baixo custo e de resposta rápida com o uso de uma frequência de amostragem igual a 5 (cinco) vezes a frequência de ressonância do transdutor ultra-sônico adotado.

Além de um projeto de implementação em hardware de instrumento protótipo, a partir desse trabalho podem-se ainda ser desenvolvidas outras pesquisas e estudos tais como:

- Determinação do Valor Ótimo do Passo de Adaptação em função da frequência de ressonância do transdutor adotado e da frequência de amostragem dado um esperado valor de erro;
- Elaboração de Metodologia Híbrida que utilize o Método da Diferença de Fase e do Eco de Pulso;
- Projeto de Medição com uso de Adaptação a Múltiplos Estágios;
- Projeto de Medição com uso de mais de dois sensor para captação de ruído.

Referências

- [1] OLIVEIRA, J. I. S. **Estudo teórico para desenvolvimento de instrumento robusto para medição de nível de líquidos**. São Luís, MA. Originalmente apresentado como monografia de graduação, Universidade Federal do Maranhão, 2003.
- [2] MARIOLI, Daniele et al. Digital Time-of-Flight Measurement for Ultrasonic Sensor. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. New Jersey, USA, v. 41, n. 1, p. 93-97, fev. 1992.
- [3] PARRILLA, M; ANAYA, J. J; FRITSCH, C. Digital signal processing techniques for high accuracy ultrasonic range measurements. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. New Jersey, USA, v. 40, n. 4, p. 759-763, ago. 1991.
- [4] OLIVEIRA, J. I. S. Multi-layer Level Measurement Using Adaptive Filtering. In: **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**. Ottawa, Canadá, maio. 2005.
- [5] WEBSTER, John G. **The Measurement Instrumentation and Sensors Handbook**. 4. ed. Boca Raton – Florida: CRC Press LLC. 1999.
- [6] HALLIDAY, David; KRANE, Kenneth S; RESNICK, Robert. **Física**. 4.ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos. v. 2-4, 1996.
- [7] PRO WAVE. **Air Ultrasonic Ceramic Transducers**. Disponível em: <<http://www.prowave.com.tw>> Último acesso: 10/07/2005.
- [8] ANDRIA, G; ATTIVISSIMO, F; GIANQUINTO, N. Digital signal processing techniques for accurate ultrasonic sensor measurement. **ELSEVIER Measurement**. n. 30, p. 105-114, out. 2001.
- [9] HAYKIN, S; VEEN, B. V. **Sinais e Sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 2001.
- [10] MADISSETTI, V. K; WILLIAMS, D. B. **Digital Signal Processing Handbook**. Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.
- [11] SMITH, S. W. **Digital Signal Processing**. San Diego: California Technical Publishing, 1999.
- [12] STERGIPOULOS, S. **Advanced Signal Processing Handbook**. Boca Raton: CRC Press LLC, 2001.
- [13] HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. 4.ed. New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [14] MISITI, M. et al. **Wavelet Toolbox**. Versão.1: MathWorks Inc, 1997.
- [15] CHUI, C. K. **An Introduction to Wavelets**. San Diego: Academic Press, 1992.

- [16] MICHALODIMITRAKIS, N; LAOPOULOS, T. On the use of Wavelet Transform in ultrasonic measurement systems. In: **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**, Budapest, Hungria, 2001.
- [17] ABBATE, A; FRANKEL, J; DAS, P. Wavelet Transform Signal Processing for Dispersion Analysis of Ultrasonic Signals. In: **IEEE Ultrasonics Symposium**, 1995.
- [18] POULARIKAS, A. D. **The Handbook of Formulas and Tables for Signal Processing**. Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.
- [19] OPPENHEIM, A.V; WILLSKY, A. **S Signals and Systems**. 2.ed. New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- [20] RORABAUGH, C. B. **Digital Filter Designer's Handbook**. Blue Ridge Summit: McGraw Hill, 1993.
- [21] GAJASKI, D. D. et al. **Specification and Desing of Embedded Systems**. New Jersey: PTR Prentice Hall, 1994.
- [22] HALL, D. E. **Basic Acoustics**. New York: Jonh Wile & Sons, 1987.
- [23] BETTA, G; DAPONTE, P. Detection of Echos in Noisy Environments for Multilayer Structure Characterization. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. v. 42, n. 4, p. 834-841, ago. 1993.
- [24] ANGRISANI, L; DAPONTE, P; D'APUZZO, M. The detection of echoes from multilayer structures using the Wavelet Transform. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. New Jersey, USA, v. 49, n. 4, p. 727-731, ago. 2000.
- [25] BARR, M. **Programming Embedded Systems**. Sebastopol: O'Reilly, 1999.
- [26] YANG, M. et al. A Multifrequency AM-Bases Ultrasonic System for Accuracy Distance Measurement. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. New Jersey, USA, v. 43, n. 6, pp. 861-866, dez. 1994.
- [27] SEN, S. N. **Acoustics Waves and Oscillations**. New York: Jonh Wile & Sons, 1990.
- [28] TANG, X; ABEYRATNE, U. R. Wavelet transforms in estimating scatter spacing from ultrasound echoes. **ELSEVIER Measurement**. New Jersey, USA, v. 38, p. 688-692, 2000.
- [29] HALL, D. E. **Basic Acoustics**. New York: Jonh Wile & Sons, 1987.
- [30] Taylor, J. R **An Introduction to Error Analysis: the Study of Uncertainties in Physical Measurements**. 2.ed. Sausalito California: University Science Books, 1997.

adaptativo, apenas de função que realize a correlação cruzada entre os sinais de referência e o sinal de erro do filtro adaptativo, o qual representa o sinal estimado do eco.

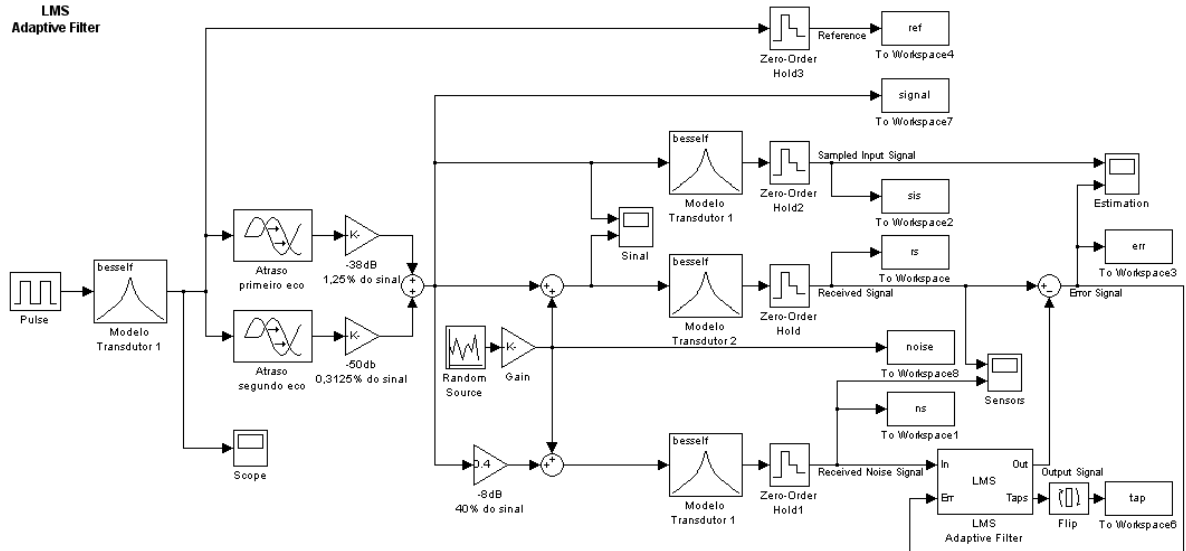


Figura 30 – Modelo para obtenção da resposta dos sensores ao pulso de excitação de 0,0125 ms e aos ecos com atraso. Os sinais dos sensores são levados para o modelo do filtro adaptativo. As saídas err (sinal de erro) e ref (sinal de referência) são utilizadas pelo algoritmo de correlação cruzada.

ANEXO B – Código Fonte das Funções para Simulação

Códigos das funções necessárias para realização das simulações do sistema proposto.

A função *toff.m* determina os atrasos dos ecos utilizando o modelo da Figura 29 para obtenção dos sinais de eco medidos pelos Transdutores 1 e 2. A função chama outras duas funções, *adpfiltlms.m* para implementação do filtro adaptativo *LMS* e *correl.m* para realização da correlação cruzada.

```
function [tes,ycorr,estp,tap]=toff(zz,fs,w,mu)
%TOFF Estima o atraso dos ecos com o uso de Filtro Adaptativo e Correlação
%
% [TES,YCORR,ESTP,TAP]=TOFF(ZZ,FS,W,MU) retorna
% TES - Matriz de Tempo Estimado, sendo cada linha um resultado de
% simulação
% YCORR - Vetores Resultado de Correlação
% ESTP - Vetores de Erro Estimado
% TAP - Vetores do comportamento dos coeficientes do filtro adaptativo
%
% em que
% ZZ - Numero de simulacoes
% FS - Frequencia de amostragem
% W - Coeficientes iniciais do Filtro Adaptativo
% MU - Passo de adaptacao

% By Jose Igor

datestr(now)
h = waitbar(0,'Please wait...');
time = [1 1201]/fs; % tempo
for z=1:zz
    sim('sensores.mdl');
    snr = 20*log10(var(signal)/var(noise)); % snr
    tes(z,3) = snr;
    refp=ref(1:fs*12)'; % referencia
    rs(1,:) = rs(1,1,:); % sinal recebido
    ns(1,:) = ns(1,1,:); % sinal de ruido

    %----- Filtro Adaptativo -----
    [y,error,tap]=adpfiltlms(ns,rs,w,mu);
    estp(1,:) = error; % sinal estimado
    estp(2,:) = estp(1,:); % sinal estimado
    %-----

    %----- Correlação e identificação -----
    for j=1:2
        ycorr(j,:)=correl(estp(j,:),refp(1,:)); % correlação
        [mx,i]=max(ycorr(j,:)); % maximo de correlação
        tes(z,j) = (i - fs*12 - fs*3)/(fs*40); % correção do indice
        if j < 2
            estp(j+1,1:i+fs*8)=0; % tempo estimado
        end
    end
end
%-----
waitbar(z/zz)
end
close(h)
datestr(now)
```

A função *adptfiltlms.m* calcula a saída de um filtro adaptativo LMS FIR

```
function [y,error,tap]=adpfiltlms(x,d,w,mu)
% ADPFILTLMS Filtro adaptativo LMS - Least-Mean-Square
%
% Y=ADPFILTLMS(X,D,LENG,W,MU) calcula a saída do filtro dado:
%   Sinal de entrada X
%   Saída desejada D
%   Coeficientes iniciais W = [Wn Wn-1 ... W0]
%   Passo de adaptação MU
%
% [Y,ERROR,TAP]=ADPFILTLMS(X,D,LENG,W,MU) retorna em ERROR o vetor de erro e
% em TAP os taps ao final do processo de filtragem adaptativa

% By Jose Igor

%----- Inicialização -----
y=zeros(size(x));
error=zeros(size(x));
filt = zeros(size(w));
order = length(w);
%----- fim da inicialização -----

%----- Filtro Adaptativo -----
n=1;
N=length(x);
while (n<=N)
    tap(n,:)=w;
    filt = [x(n) filt(1:order-1)];
    y(n) = w * filt';
    error(n) = d(n) - y(n);
    w = w + mu*filt*error(n);
    n = n + 1;
end
tap=tap';
%----- fim do filtro adaptativo -----
```

A função *correl.m* realiza a correlação cruzada entre dois sinais.

```
function y=correl(s,r)
%CORREL Efeuta a correlação cruzada entre um sinal e uma referencia de
%menor tamanho.
%
% Y = CORREL(S,R) retorna o sinal de correlação cruzada Y entre o sinal S
% e a referencia R calculado no tempo ponto a ponto

% By Jose Igor

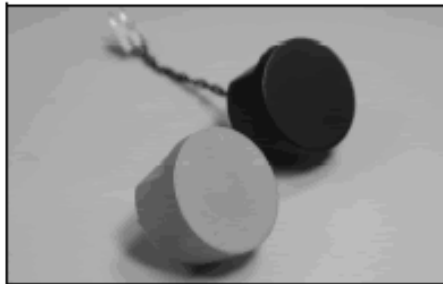
slen = length(s);
rlen = length(r);
len= slen + rlen-1;
y=zeros(1,len);
for k=1:len
    for n=1+max([0 k-rlen]):min([k rlen])+max([0 k-rlen])-max([0 k-slen])
        y(k)=s(n)*r(-k+n+rlen)+y(k);
    end
end
```

ANEXO C – Data Sheet típico de Transdutor Ultra-sônico

Pro Wave, Air Ultrasonic Ceramic Transducers Data Sheet, pagina 20 de 41.

Air Ultrasonic Ceramic Transducers

400EP18D



Asymmetric Beam Patterns

Specification

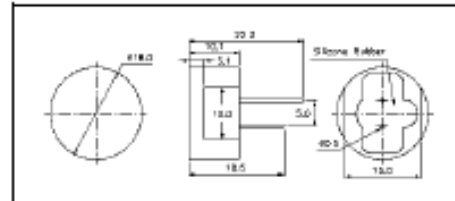
400EP18D	Transceiver
Center Frequency	40.0±1.0Khz
Bandwidth (-6dB) F.O.M.	1.2Khz
Transmitting Sound Pressure Level at resonant frequency; 0dB re 0.0002µbar per 10Vrms at 30cm	100dB min.
Receiving Sensitivity at resonant frequency 0dB = 1 volt/µbar	-80dB min.
Nominal Impedance (Ohm)	850
Ringling (measured with rubber holder as per figure on next page)	1.5ms max.
Capacitance at 1KHz ±20%	1750 pF
Temperature Compensated Type	3800 pF
Max. Driving Voltage (Cont.)	20Vrms
2% Duty (Bursts)	100Vpp
Total Beam Angle Wide*	135±12°
-6dB Narrow*	75±12°
Operation Temperature	-30 to 80°C
Storage Temperature	-40 to 85°C

All specification taken typical at 25°C
Both lead pins and lead wires output are available

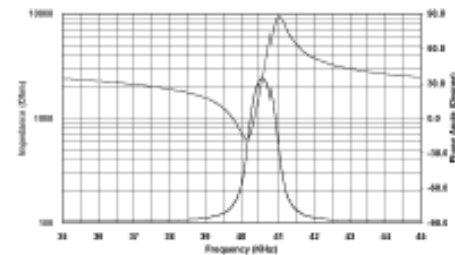
Models available:

1	400EP18D	Black Al. Housing
2	400EP18D0	Natural Al. Housing

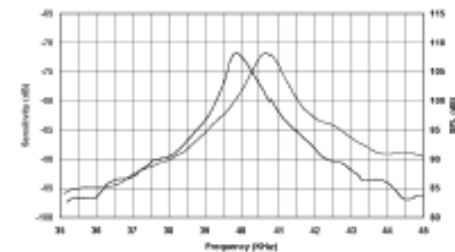
Dimensions: dimensions are in mm



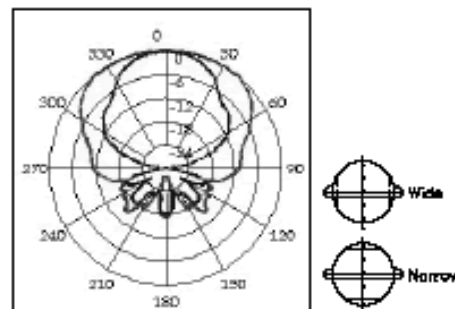
Impedance/Phase Angle vs. Frequency
Tested under 1Vrms Oscillation Level



Sensitivity/Sound Pressure Level
Tested under 10Vrms @30cm



Beam Angle: Tested at 40.0Khz frequency
Wide Angle _____ Narrow Angle _____



[Products List](#) [Home](#)