

PMC

FD-1480

Claudio Simon

TÉCNICAS DE
PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS
APLICADAS A
ENSAIOS NÃO DESTRUTIVOS POR
ULTRA-SOM

Dissertação apresentada à
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em Engenharia.

Área de Concentração:
Engenharia Mecânica

Orientador:
Julio Cezar Adamowski

São Paulo
Julho de 1993

CK

DEDALUS - Acervo - EPMN



31600009932

Aos meus amigos, *Beatriz, Carlos, Elias, Emílio, Flávio, Irene, Jaime, Jânia, João, Joel, Marta, Paulina, Pierre, Sandra, Sasaki, Viviane, Zavalone*, que sempre proporcionam momentos de alegria.

Agradecimentos

Agradeço ao Prof. *Julio Cezar Adamowski* pela orientação constante que tem me dado, desde a época da graduação.

Agradeço aos amigos e colegas *Emílio Carlos Nelli Silva, Flávio Buiochi, Ricardo Tokio Higuti*, e, *Cacildo Batista Palhares Jr.*, com os quais tive proveitosas discussões durante a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores *João Carlos Machado*, da COPPE/UFRJ e *Eduardo Costa*, da UNICAMP, que deram valiosa orientação no início das atividades deste trabalho.

Agradeço aos professores visitantes *John Weight* (City University — London) e *Rubens Sigelmann* (University of Washington — Seattle) que incansavelmente responderam a todas as minhas dúvidas.

Agradeço ainda aos professores da EPUSP, *André Fábio Kohn, Celso Furukawa, Eduardo Lobo Lustosa Cabral, Gilmar Batalha, Jun Okamoto Jr., Max Gerken, e Paulo Eigi Miyagi*, pelas várias dúvidas esclarecidas.

Agradeço ainda aos demais colegas do Departamento de Engenharia Mecânica, em especial o pessoal do grupo de Automação e Sistemas — a Mecatrônica. Muito obrigado a todos vocês.

Agradeço ao “*Seu*” *Pedro (elétrica), Marcelo (ex-oficina), Paulo (oficina), Márcio, Rosi, D. Mariana, Néilson*, e “*Bigode*” pelos “milhares de galhos quebrados para mim”, sempre nas horas mais inconvenientes.

Aos meus pais e minha família, me apoiando e dando todas as condições para que pudesse chegar até aqui. À minha namorada, *Beatriz*, pela sua paciência e compreensão, especialmente durante os finais de semana e feriados que dediquei a esse trabalho.

Por fim agradeço ao CNPQ e à CAPES pelas bolsas de mestrado concedidas para a realização desse trabalho, à FINEP e à FAPESP, por fornecerem recursos para a implantação do Laboratório de Ultra-Som.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Ensaaios Não Destrutivos	1
1.2	Ensaaios Não Destrutivos por Ultra-Som	2
1.3	O Que é Abordado Neste Trabalho	4
2	Características dos Sistemas de ENDUS	7
2.1	Conceitos Básicos	7
2.2	Características dos Transdutores de Ultra-Som	9
2.3	Técnicas de Processamento Digital de Sinais	11
2.4	Outras Características de ENDUS	14
3	Técnicas de Deconvolução	16
3.1	Modelo e Dificuldades	16
3.1.1	Modelo da Resposta Impulsiva	16
3.1.2	Dificuldades do Problema Inverso	17
3.2	Filtro de Wiener	19
3.2.1	Descrição da Técnica	19
3.2.2	Implementação	21
3.2.3	Seleção de Parâmetros e Exemplos	22
3.3	Identificação de Sistemas Baseado no Método dos Mínimos Quadrados . . .	25
3.3.1	Descrição da Técnica	25

3.3.2	Implementação	26
3.3.3	Seleção de Parâmetros e Exemplos	27
3.4	Filtro de Conformação	28
3.4.1	Descrição da Técnica	28
3.4.2	Implementação	31
3.4.3	Seleção de Parâmetros e Exemplos	31
4	Técnica de Separação Espectral	34
4.1	Descrição da Técnica	34
4.2	Implementação	36
4.3	Seleção de Parâmetros e Exemplos	37
5	Outras Técnicas	40
5.1	Abertura Sintética	40
5.1.1	Introdução à Técnica	40
5.1.2	Implementação e Exemplo	41
5.2	Correlação Cruzada	42
5.2.1	Descrição da Técnica	42
5.2.2	Implementação e Exemplo	44
6	Parte Experimental	47
6.1	Implementação das Técnicas de PDS	47
6.2	Simulações	48
6.3	Experiências Realizadas no Laboratório	49
6.3.1	Corpos de Prova	49
6.3.2	Aparato Experimental	51
7	Resultados	53
7.1	Técnicas de Deconvolução	53

7.1.1	Experiência 1	54
7.1.2	Experiência 2	56
7.1.3	Experiência 3	58
7.2	Separação Espectral	61
8	Discussão e Conclusões	63
8.1	Técnicas de Deconvolução	63
8.2	Separação Espectral	66
8.3	Outras Técnicas	66
8.4	Conclusões	66
8.5	Propostas para Trabalhos Futuros	67
9	Revisão Bibliográfica	68
	Bibliografia	72
A	Ultra-Som	77
B	Processamento Digital de Sinais	81
C	Funções Implementadas em [MATLAB]	87
C.1	Funções de Apoio	87
C.2	Técnicas de PDS Implementadas	88
C.2.1	Listagens	89

Lista de Figuras

1.1	Representação esquemática do <i>A-scan</i>	2
1.2	Três formas de visualização de um sinal de eco.	3
1.3	Representação esquemática da formação da imagem.	4
2.1	Feixe acústico de um transdutor focalizado de ultra-som.	9
2.2	Diagrama polar de <i>radiação</i> de um transdutor de ultra-som (campo distante). 10	
2.3	Aspecto típico de um pulso emitido por transdutor de ultra-som (Panametrics 10MHz V315).	11
2.4	Aspectos típicos de ecos de ultra-som (simulação).	12
2.5	Sinal de eco corrompido pelo ruído (simulação), e o sinal filtrado.	13
2.6	Dois modos de ensaio de um mesmo bloco que contém uma falha.	14
2.7	Bloco com duas falhas, sendo que uma delas pode <i>ocultar</i> a outra.	14
2.8	Reflexões Múltiplas provenientes de uma única falha.	15
3.1	Filtro de Wiener.	19
3.2	Motivação do filtro de Wiener.	20
3.3	Implementação do filtro de Wiener.	21
3.4	Seleção de parâmetros no filtro de Wiener.	23
3.5	Espectro do filtro de Wiener.	24
3.6	Filtro de Wiener calculado.	24
3.7	Identificação de Sistemas.	25
3.8	Implementação da identificação de sistemas.	27

3.9	Espectro do sinal de referência $X(e^{j\omega})$	28
3.10	Seleção de parâmetros na identificação de sistemas — sinais deconvoluídos.	29
3.11	Filtro de Conformação.	29
3.12	Implementação do filtro de conformação.	32
3.13	Pulso gaussiano $d_g[n]$ e duplo gaussiano $d_{dg}[n]$	33
3.14	Seleção de parâmetros no filtro de conformação.	33
4.1	Separação Espectral.	35
4.2	Implementação da separação espectral.	37
4.3	Bandas dos filtros para separação espectral.	38
4.4	Exemplo de aplicação da técnica de separação espectral.	39
5.1	SAFT — Abertura Sintética.	41
5.2	Abertura sintética.	43
5.3	Pulso pseudo-aleatório utilizado na técnica de correlação cruzada.	44
5.4	Exemplo de correlação cruzada.	45
6.1	Corpos de prova desenvolvidos e posição dos transdutores nos ensaios realizados.	50
6.2	Aparato experimental utilizado nas experiências.	51
7.1	Sinal de referência para o transdutor de 1.6MHz.	54
7.2	Experiência 1.	55
7.3	Experiência 2.	56
7.4	Sinais da figura anterior, tomando-se apenas a região de interesse dos mesmos.	57
7.5	Sinal de referência para o transdutor de 2.25MHz.	59
7.6	Resposta impulsiva esperada para uma chapa.	59
7.7	Experiência 3.	60
7.8	Experiência com separação espectral.	61

A.1	Incidência oblíqua de onda plana em interface líquido/líquido.	79
A.2	Incidência oblíqua de onda plana longitudinal em interface sólido/sólido.	79
B.1	Dois sinais diferentes que geram a mesma seqüência quando amostrados.	82
B.2	Efeito da amostragem visto no domínio das frequências.	84
B.3	Janelas retangular, de Hamming, de Hanning, de Blackman e de Bartlett (triangular).	85

Lista de Abreviaturas

END	Ensaaios Não Destrutivos
ENDUS	Ensaaios Não Destrutivos por Ultra-Som
FFT	Transformada Rápida de Fourier ("Fast Fourier Transform")
FIR	Resposta Impulsiva Finita ("Finite Impulse Response")
IFFT	Transformada Rápida Inversa de Fourier ("Inverse Fast Fourier Transform")
IIR	Resposta Impulsiva Infinita ("Infinte Impulse Response")
PDS	Processamento Digital de Sinais
SAFT	Abertura Sintética ("Synthetic Aperture Focousing Technique")
SNR	Relação Sinal-Ruído ("Signal-to-Noise Ratio")
SSP	Separação Espectral ("Split-Spectrum Processing")

Lista de Símbolos

D	taxa de subamostragem
$d[n], d$	pulso desejado
E_Q	erro quadrático
$e[n], e$	erro
$f[n], F(e^{j\omega}), f$	filtro
$h(t), h[n], H(e^{j\omega})$	resposta impulsiva da peça
$\bar{h}[n], \bar{h}$	sinal deconvoluído
N	comprimento de uma seqüência
N_f	quantidade de filtros
P	correlação cruzada da referência pelo eco
Q	correlação cruzada da referência pelo pulso desejado
R	autocorrelação da referência
$x(t), x[n], X(e^{j\omega}), \mathbf{X}$	sinal de referência
$y(t), y[n], Y(e^{j\omega}), \mathbf{y}$	sinal de eco

Notação Utilizada

$x(t)$	sinal de tempo contínuo
$x[n]$	sinal de tempo discreto
$X(\omega)$	transformada de Fourier de um sinal de tempo contínuo
$X(e^{j\omega})$	transformada de Fourier de um sinal de tempo discreto
\mathbf{X}	matriz correspondente a um sinal de tempo discreto
xyz	informações referentes à implementação realizada, programas

Resumo

São aplicadas técnicas de processamento digital de sinais a fim de superar *limitações* da implementação da técnica pulso-eco de ensaios não destrutivos por ultra-som.

A técnica de *deconvolução* permite diminuir a duração dos pulsos nos sinais processados, melhorando a resolução. É implementada através do *filtro de Wiener*, da *identificação de sistemas*, ou do *filtro de conformação*.

A técnica de *separação espectral* permite melhorar a relação sinal-ruído no caso do ensaio de materiais que contêm grãos em sua estrutura.

Foram gerados sinais de eco simulados, considerando inclusive a presença de ruído nos mesmos. Estes sinais foram então processados pelas técnicas estudadas, avaliando-se o desempenho das mesmas.

Uma das maiores dificuldades no emprego destas técnicas está na *escolha dos parâmetros envolvidos*. Analisando-se os resultados das simulações, foram propostos métodos para uma escolha conveniente dos mesmos.

Foram realizados ensaios no laboratório utilizando corpos de prova, a fim de demonstrar a aplicação das técnicas. Os sinais processados permitiram visualizar alguns efeitos que não eram percebidos através da simples observação dos sinais originais.

As técnicas foram comparadas segundo seu desempenho, facilidade de implementação, custo computacional e dificuldade da seleção de parâmetros convenientes.

Abstract

Digital signal processing techniques are used to overcome several *problems* in the implementation of pulse-echo ultrasonic non-destructive evaluation.

The *deconvolution* technique, by reducing the pulse duration in processed signals, enhances the resolution. The deconvolution may be implemented by one of the following methods: *Wiener filtering, system identification, or shaping filters.*

The *split-spectrum* technique enhances the signal-to-noise ratio when testing material with grain.

Simulated echo signals in the presence of noise were generated. These signals were used to evaluate these techniques.

The greatest difficulty in using these techniques stems from the *choosing of the processing parameters.* Methods for choosing these parameters were developed by analysing simulation results.

Experiments with testing blocks were conducted in the laboratory in order to show the application of these techniques. Some of the characteristics that were not apparent in the original signals were enhanced in the processed signals.

The techniques are compared according to its performance, simplicity of implementation, computer cost, and difficulty of selecting efficient parameters.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Ensaios Não Destrutivos

O principal objetivo da aplicação de ensaios não destrutivos (END) é poder avaliar a vida útil de determinada peça com boa confiabilidade. Desta forma, é interessante não só caracterizar a existência ou não de defeitos (falhas, incrustações, trincas, etc.), mas também poder avaliar *parâmetros quantitativos* como tamanho, forma, localização e orientação dos defeitos [Tittmann 80].

As técnicas de END consistem em submeter a peça em estudo à ação de um campo físico (ultra-sônico, magnético, radioativo, etc.) e verificar as variações dos parâmetros deste campo. Em função destas variações, avalia-se a presença e as características dos defeitos. Assim, os END, ao contrário dos ensaios destrutivos que medem diretamente as propriedades da peça, fornecem apenas informações de forma indireta, que permitem avaliar as características da peça.

É importante salientar que os END servem para classificar os produtos em grupos de qualidade, e associar a estes produtos parâmetros pré-estabelecidos (que por sua vez foram obtidos a partir de ensaios destrutivos). O objetivo dos estudos de END é diminuir a necessidade da aplicação de ensaios destrutivos, aumentando a confiabilidade dos END [Weisweiler 87].

A forma convencional de aplicação de END é manual, dependendo de um operador, que deve avaliar os dados fornecidos pelos equipamentos. Em implementações automáticas, o equipamento é colocado no processo de produção, testando e classificando automaticamente as peças.

As técnicas de END dividem-se em dois grupos básicos: a técnica da transmissão (mede o campo que atravessa a peça), e a técnica da reflexão (mede o campo refletido pela peça). Algumas das técnicas mais usadas de END são: ultra-som, "eddy-current", raio-X, líquidos penetrantes, etc.

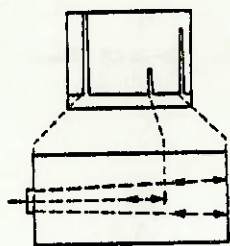


Figura 1.1: Representação esquemática do *A-scan*. Os ecos percebidos referem-se às superfícies da peça e à falha. De [Krautkrämer 77, pág.194].

1.2 Ensaios Não Destrutivos por Ultra-Som

Neste trabalho será abordada a técnica pulso-eco de ensaios não destrutivos por ultra-som (ENDUS).¹ Consiste em propagar-se um pulso de ultra-som num material; ao encontrar *variações* neste material (como interfaces, incrustações, defeitos, trincas, etc.) parte deste pulso é *refletido*. O pulso refletido é captado por um transdutor (em geral, o mesmo transdutor que foi usado para gerar o pulso) e passado a um equipamento que processa este sinal e o apresenta numa tela. Registrando-se a forma de onda do eco recebido (em função do tempo), pode-se medir o tempo-de-vôo do pulso. Conhecendo-se a velocidade de propagação da onda no meio, determina-se a distância a que se encontra a estrutura. A amplitude do eco traz informação sobre o tamanho da falha. Este modo é chamado de *A-scan* (figura 1.1) [Schueler 84, Kino 79, Krautkrämer 77].

Os equipamentos convencionais de ENDUS apresentam, em geral, três opções de visualização do sinal de eco (figura 1.2):

- o sinal de eco propriamente dito,
- o sinal de eco retificado,
- a envoltória do sinal de eco retificado.

As técnicas de ENDUS não são nocivas ao ser humano, têm grande penetração em metais, e medem diretamente características mecânicas ou elásticas do material, que podem ser associados à resistência e à vida útil da estrutura [Kino 87].

Método B-Scan e Formação da Imagem

Utilizando o princípio descrito no modo *A-scan*, mantendo-se fixos o transdutor e o objeto, é possível obter informação numa direção espacial. Fazendo-se uma *varredura* do transdutor em relação ao objeto (na direção perpendicular à do transdutor),² tem-se informação

¹Existem outras técnicas de ENDUS, como transparência ao ultra-som, holografia, etc., que não serão abordadas neste trabalho.

²A varredura mecânica pode ser substituída por uma varredura eletrônica através do uso de transdutores "array". Exemplos desta abordagem são tratados por [Kino 79, Alais 87].

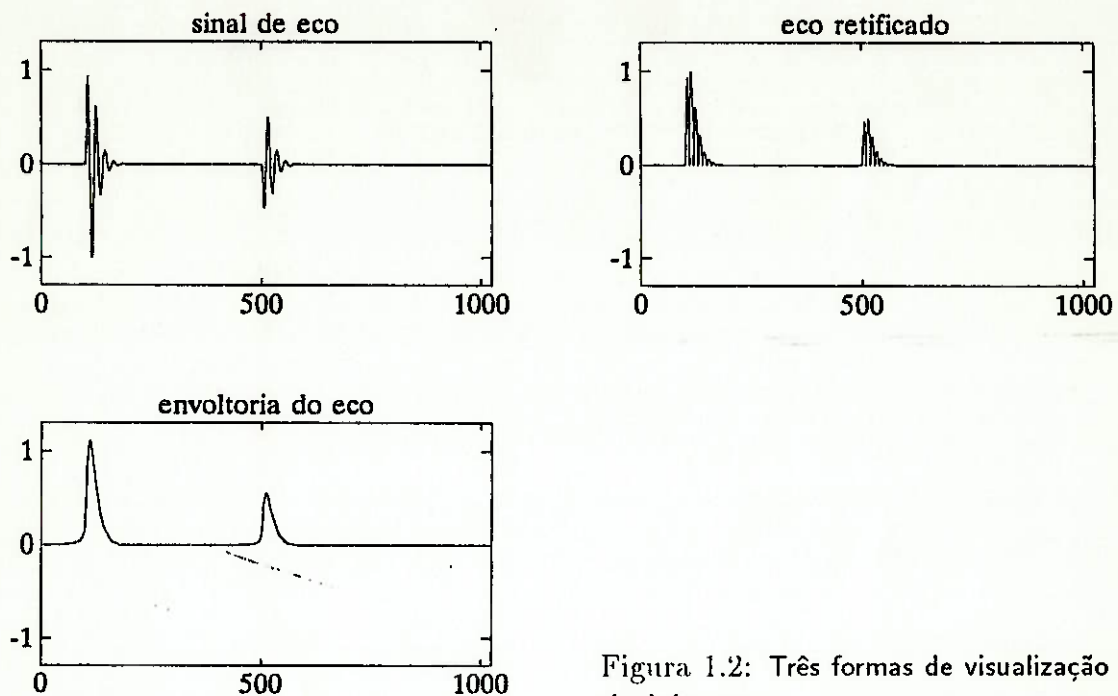


Figura 1.2: Três formas de visualização de um sinal de eco.

bi-dimensional (método *B-scan*). A amplitude do eco recebido modula a intensidade com que cada ponto aparece na imagem. Um dos eixos corresponde ao *atraso de tempo* (profundidade de penetração do pulso de ultra-som na peça), e o outro eixo representa o *deslocamento lateral* do transdutor durante a varredura (figura 1.3) [Schueler 84, Kino 79].

É interessante notar que, na formação da imagem, as direções axial e lateral dão-se por processos diferentes. Desta forma, a imagem tem características que aparecem numa direção e não na outra. Por exemplo, apenas na direção axial ocorre o fenômeno devido à reverberação do transdutor, enquanto que o fenômeno devido à focalização influencia apenas a direção lateral da imagem.

Existem basicamente três enfoques para fazer-se o processamento dos sinais:

- *processamento individual dos sinais de eco*: o sinal adquirido em cada posição é processado (unidirecionalmente) e a imagem é formada por justaposição dos sinais processados.
- *processamento dos sinais lateralmente*: os sinais adquiridos são justapostos e processados na direção perpendicular ao caso anterior. Visa a eliminar os efeitos presentes na direção lateral.
- *processamento bi-dimensional dos sinais*: os sinais adquiridos são processados nas duas direções, empregando-se técnicas de processamento digital de imagens.

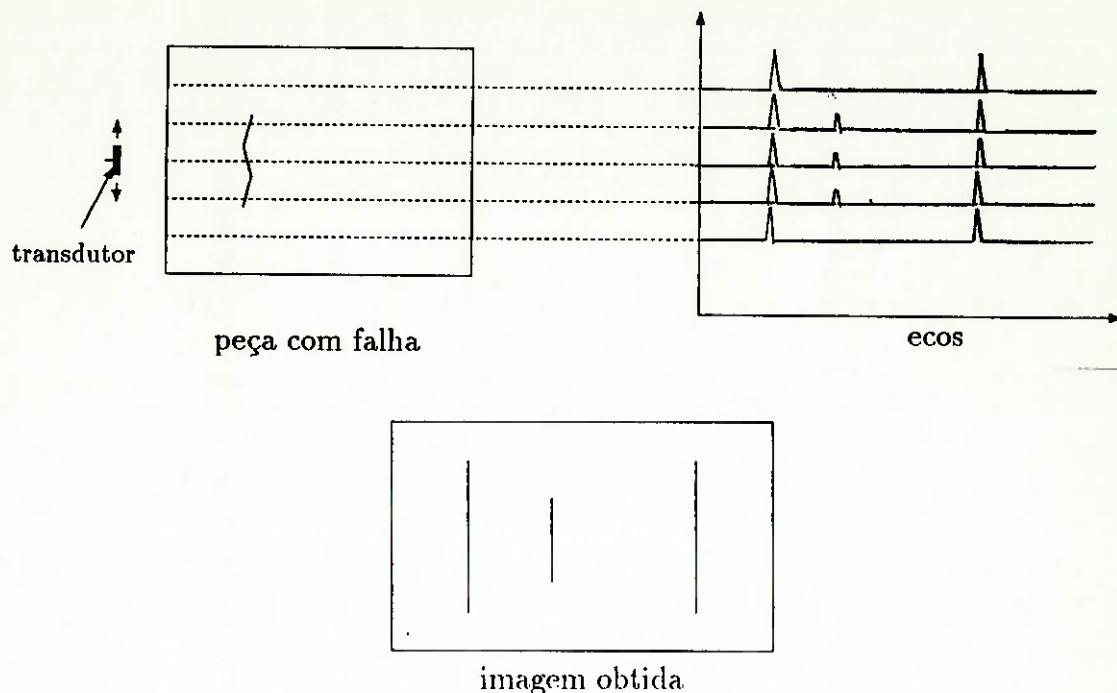


Figura 1.3: Representação esquemática da formação da imagem. Faz-se uma varredura lateral no transdutor, obtendo-se os ecos indicados. Justapondo os vários ecos, obtém-se a imagem.

1.3 O Que é Abordado Neste Trabalho

São estudadas técnicas de *processamento digital dos sinais de eco individualmente*. Estas técnicas visam compensar alguns efeitos introduzidos pelo transdutor e efeitos inerentes à técnica pulso-eco (capítulo 2).

As técnicas de PDS objeto de estudo são:

- *Deconvolução* (capítulo 3): Podemos imaginar que o sinal de eco é o resultado da convolução da resposta impulsiva do efeito do material pela resposta impulsiva do transdutor. Esta técnica visa obter a resposta impulsiva do material a partir do eco, ou seja, eliminar o efeito introduzido pelo transdutor. Existem várias formas de implementação para esta técnica. São estudadas: o *filtro de Wiener*, a *identificação de sistemas*, e o *filtro de conformação*;
- *Separação Espectral* (capítulo 4): Alguns materiais apresentam grãos em sua composição. Quando excitados com um pulso ultra-sônico estes grãos refletem os pulsos de maneira difusa, gerando “ruído” no eco recebido. A técnica da separação espectral visa atenuar este efeito;

Estas técnicas foram *implementadas* num microcomputador do tipo IBM PC-AT usando o sistema [MATLAB]. Foram gerados alguns sinais hipotéticos de eco a partir

de modelos do transdutor e modelos dos fenômenos estudados. Estes foram usados nas *simulações*, para teste das implementações e verificação do desempenho das técnicas. Nesta fase foram estudados os efeitos da *variação dos parâmetros de entrada* das técnicas no desempenho do método. Verificou-se como o desempenho de cada uma das técnicas se altera com a introdução de *ruído* nos modelos, simulando aplicações reais. A partir dos resultados obtidos foi possível propor métodos para a seleção de parâmetros convenientes.

Para cada uma das técnicas são apresentados:

- uma *descrição teórica* da técnica, acompanhada da dedução da formulação necessária para a sua compreensão;
- diagramas indicando os passos de uma *implementação* da técnica, acompanhados de uma análise do custo computacional envolvido;
- apresentação dos *parâmetros* que devem ser escolhidos para a aplicação da técnica;
- métodos para a *escolha dos parâmetros*, propostos neste trabalho;
- resultados obtidos para *simulações*, considerando inclusive a presença de ruído.

Numa segunda fase realizaram-se *ensaios* (A-scan) no Laboratório usando corpos de prova desenvolvidos (capítulo 6). Os sinais adquiridos foram processados empregando-se as técnicas implementadas e os métodos convencionais. Os resultados obtidos (capítulo 7) foram comparados e o desempenho das técnicas foi avaliado.

As formas de implementação da técnica de deconvolução são *comparadas*, verificando-se as principais características de cada uma delas. [Hayward 89b] apresenta este tipo de análise para algumas técnicas, embora utilize apenas sinais simulados. Neste trabalho, são utilizados tanto sinais simulados, como sinais adquiridos em laboratório (capítulo 8).

Foram estudadas ainda as técnicas abaixo, porém em menor profundidade, sem a realização de ensaios no Laboratório:

- *Abertura Sintética*: Consiste em fazer uma varredura linear com o transdutor e processar os sinais de modo a obter uma imagem com boa profundidade de foco;
- *Correlação Cruzada*: Consiste em excitar o transdutor com uma seqüência pseudo-aleatória de pulsos e fazer a correlação cruzada do eco obtido com o sinal de excitação. Com isso, melhora-se a relação sinal-ruído do sistema.

Implementação Realizada

A implementação destas técnicas envolveu o desenvolvimento de [Simon 93]:

- *funções de apoio* destinadas a tornar o sistema [MATLAB] bastante versátil para processamentos deste tipo;
- *funções que implementam as técnicas estudadas;*
- *funções e "software" para aquisição de sinais*, podendo ser executado no ambiente [MATLAB].

O sistema final é bastante flexível, permitindo a aplicação das técnicas estudadas com bastante facilidade. Além das listagens das rotinas (apêndice C), estão disponíveis as rotinas em disquete³, com o intuito de incentivar o leitor a experimentar a utilização das técnicas abordadas.

Para cada exemplo apresentado no texto, são descritos os comandos utilizados para a sua obtenção, de forma que o leitor possa repetir as experiências com facilidade. Esta descrição aparece em texto datilografado nas notas de rodapé.

³Para obter cópia do disquete, contactar o autor.

Capítulo 2

Características dos Sistemas de ENDUS

A implementação da técnica pulso-eco de modo convencional apresenta certas características que *limitam* a resolução axial, a resolução lateral, a sensibilidade, a detectabilidade, a relação sinal-ruído, e a profundidade de foco da imagem. Estas limitações podem ser compreendidas através do estudo dos *princípios físicos* relacionados a esta técnica (conceitos de ondas acústicas e estudo do campo acústico gerado pelos transdutores).

Aplicando-se convenientemente técnicas de PDS para ENDUS alguns destes efeitos podem ser *atenuados*, melhorando o desempenho geral do sistema. Assim, em certos casos, pode-se melhorar a resolução axial através da *deconvolução*, pode-se melhorar a relação sinal-ruído através da *separação espectral* e da *correlação cruzada*, e, finalmente, pode-se aumentar a profundidade de foco (e resolução lateral) usando a *abertura sintética*.

2.1 Conceitos Básicos

Entende-se por *resolução* de um sistema a capacidade que este tem de distinguir dois pontos próximos. Quando duas falhas distintas estão mais próximas do que a resolução do sistema, elas aparecem como uma única falha. Como visto no capítulo 1, a formação da imagem dá-se por processos diferentes nas direções axial e lateral. Como consequência, as resoluções axial e lateral de um sistema são geralmente diferentes.

A *resolução axial* depende de fenômenos relacionados à duração dos pulsos ultrassônicos emitidos pelo transdutor. Para ter-se boa resolução axial é necessário emitir pulsos bem estreitos. Isto é obtido através do uso de transdutores banda larga. Quando o transdutor opera em frequências baixas, a resolução do sistema é pobre, pois o pulso tem grande duração no tempo. A solução é utilizar frequências maiores. No entanto,

a atenuação do sinal aumenta com a frequência do sinal de ultra-som¹. Desta forma, adota-se uma solução de compromisso entre a resolução e a capacidade de penetração do pulso no material. Como as ondas de cisalhamento apresentam velocidade de propagação da ordem de duas vezes menor que a das ondas longitudinais, ao usar-se as primeiras é possível obter resoluções melhores para o mesmo sistema (apêndice A) [Kino 79].

A *resolução lateral* depende basicamente do tamanho do transdutor. Quando a falha encontra-se no campo distante, o diâmetro do feixe acústico é maior que o diâmetro do transdutor e a resolução lateral é pior que o diâmetro do transdutor. Quando a falha se encontra no campo próximo, a resolução lateral é da ordem do diâmetro do transdutor (figura 2.1). Desta forma, a região ideal de trabalho é na transição entre campo próximo e distante. Percebemos que a resolução lateral é em geral pobre, e varia com a distância da falha ao transdutor. No campo distante, piora à medida que se afasta do transdutor [Kino 79, Schueler 84].

Segundo [Kino 79], valores típicos para a resolução axial são de 3 a 5 mm, no caso de ensaios em reatores nucleares (onde se analisam paredes de aço com espessura de até 250 mm, usando frequências da ordem de 2 MHz). No caso de materiais de aeronaves, as frequências atingem 20 MHz com resolução de 0,5 mm. [Schueler 84] cita microscópios acústicos que atingem resolução de 2,0 μm em meio aquoso, usando sinais de 600 MHz.

A *detectabilidade* de um sistema está associada à sua capacidade de identificar a presença de falhas de pequena dimensão e de várias naturezas. Através da técnica pulso-eco é possível observar falhas que têm dimensões a partir de um comprimento de onda. Abaixo destas dimensões também é possível detectar falhas, porém não são válidos os modelos de reflexão adotados neste trabalho.

Todo o sistema de aquisição dos dados está sujeito a *ruído*. Algumas das fontes de ruído são:

- ruído mecânico (vibrações) provenientes do meio externo;
- ruído elétrico captado pelo transdutor e pelo amplificador;
- ruído proveniente do gerador de pulsos e do amplificador de potência;
- ruído devido a conversões de modo. Ocorrem conversões de modo quando ondas acústicas encontram interfaces sólido/sólido ou líquido/sólido (apêndice A). Quando estão sendo analisadas ondas de um único modo, os outros modos contribuem na forma de ruído, gerando pulsos espúrios [Weisweiler 87];
- ruído causado pelos contornos dos grãos. Certos materiais apresentam grãos em sua composição (aço inoxidável, por exemplo). As ondas ultra-sônicas são refletidas de forma difusa ao encontrar os contornos dos grãos. Estas reflexões aparecem como ruído no sinal de eco [Karpur 87, Li 92, UDASP].

¹A atenuação é do tipo $a = \alpha f^x$, onde f é a frequência do sinal e x varia entre 1 e 2, dependendo do tipo de material.

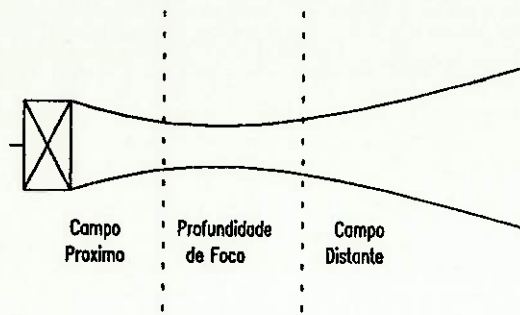


Figura 2.1: Feixe acústico de um transdutor focalizado de ultra-som.

O ruído gerado pelas três primeiras fontes pode ser atenuado empregando-se a *técnica da média* (“averaging”), que consiste em tomar-se várias amostras do mesmo sinal e calcular a média do mesmo. Como estas formas de ruído distribuem-se de forma aleatória no tempo, ao tomar-se a média de vários sinais, a contribuição do ruído é atenuada. As duas últimas fontes geram *ruído coerente* (invariante no tempo). Tomando-se aquisições consecutivas, deixando fixos transdutor e objeto, o ruído coerente apresenta sempre a mesma contribuição, não sendo possível eliminá-lo através da técnica da média.

Outro conceito importante é o de *profundidade de foco*. A figura 2.1 mostra o feixe acústico emitido por um transdutor focalizado de ultra-som. A profundidade de foco pode ser associada ao comprimento da região focada. Para um sistema oferecer boa resolução lateral numa grande gama de profundidades é necessário ter-se uma boa profundidade de foco [Ishii 87, Alais 87, Schueler 84].

Ao excitar o transdutor com um pulso elétrico, ele emite um pulso acústico e continua vibrando por um certo tempo. Durante este intervalo, não é possível receber o eco proveniente da peça em estudo, dando origem a uma região que denomina-se *zona morta*. Utilizando-se apenas sistemas dos tipos expostos não é possível detectar falhas que estejam localizadas na zona morta. A região da zona morta pode ser grande (cerca de alguns centímetros).

2.2 Características dos Transdutores de Ultra-Som

Na figura 2.2 tem-se o diagrama de radiação de um transdutor de ultra-som. Nota-se que o transdutor emite (e recebe) sinais em algumas direções preferenciais. O transdutor ideal para ENDUS é aquele que só emite na direção axial. A *diretividade* de um transdutor está associada à intensidade acústica emitida na direção axial em relação à potência acústica total emitida pelo transdutor.² Para ter-se boa resolução lateral é importante ter-se um transdutor bem diretivo, com pequena abertura do feixe.

As ondas correspondentes aos *lóbulos laterais* percorrem trajetórias diferentes da de-

²Para a conceituação formal, vide [Kinsler 82, página 183].

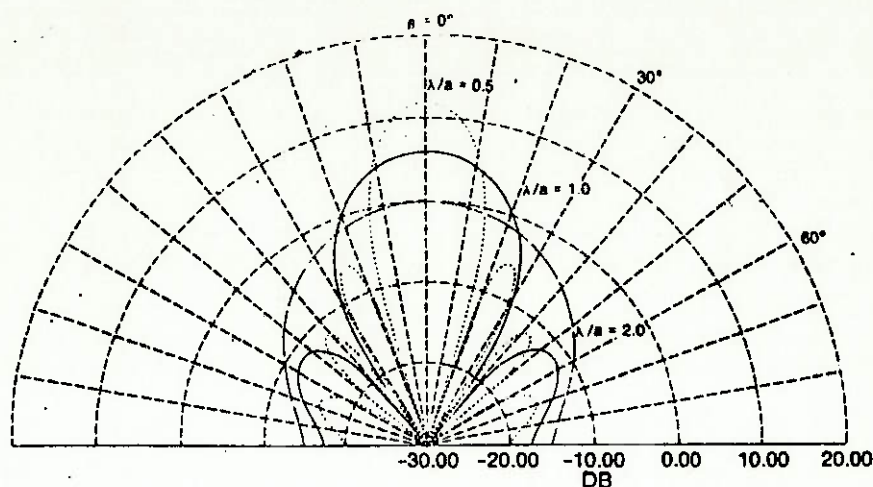


Figura 2.2: Diagrama polar de radiação de um transdutor de ultra-som (campo distante). λ é o comprimento de onda, a é o raio do transdutor. De [Ristic 83, pág.311].

sejada no interior da peça em estudo, sendo que suas reflexões aparecem no sinal de eco sob a forma de reflexões espúrias (ruído). Deste modo é interessante usar-se transdutores que apresentem lóbulos laterais fracos.

Ao excitar-se o transdutor, ele emite um pulso e continua vibrando por certo tempo (*reverberação*), gerando um sinal que contém alguns ciclos. Para emitir um pulso único, seria necessário emitir um sinal com componentes em todo o espectro de frequências. No entanto, os transdutores trabalham apenas numa faixa estreita de frequências, gerando pulsos de alguns ciclos de duração (figura 2.3).

Mesmo quando se usam transdutores que emitem pulsos de um único ciclo (banda larga), não se pode garantir que o eco proveniente de pequenas estruturas tenha comprimento de um único ciclo. Isto pode ser explicado pelo modelo das *ondas planas e ondas de borda* [Hutchins 90, Weight 84, Weight 92]. Segundo este modelo, o transdutor emite dois tipos de onda: ondas planas, que surgem da superfície, e ondas de borda, originárias da borda do transdutor. Num fluido, quando se coloca um refletor de pequena dimensão alinhado ao eixo do transdutor a uma pequena distância do mesmo, verifica-se que, para uma excitação pulsada, são recebidos três pulsos consecutivos no sinal de eco. Isto ocorre porque as ondas de borda demoram mais para chegar e retornar do refletor, pois percorrem uma distância maior.

Considerando-se o exposto nos dois parágrafos anteriores, conclui-se que em geral os pulsos emitidos/recebidos têm duração maior que um único ciclo. Desta forma, o sinal de eco reflete estes fenômenos, tornando difícil identificar o local exato de onde se origina o eco. Na figura 2.4 tem-se um exemplo de uma peça que apresenta uma falha, e o respectivo sinal de eco. Ainda na mesma figura tem-se uma outra peça com duas falhas próximas uma da outra, gerando um novo sinal de eco, muito semelhante ao primeiro. Quando estes sinais são visualizados da forma usual (por exemplo envoltória do eco retificado), não é

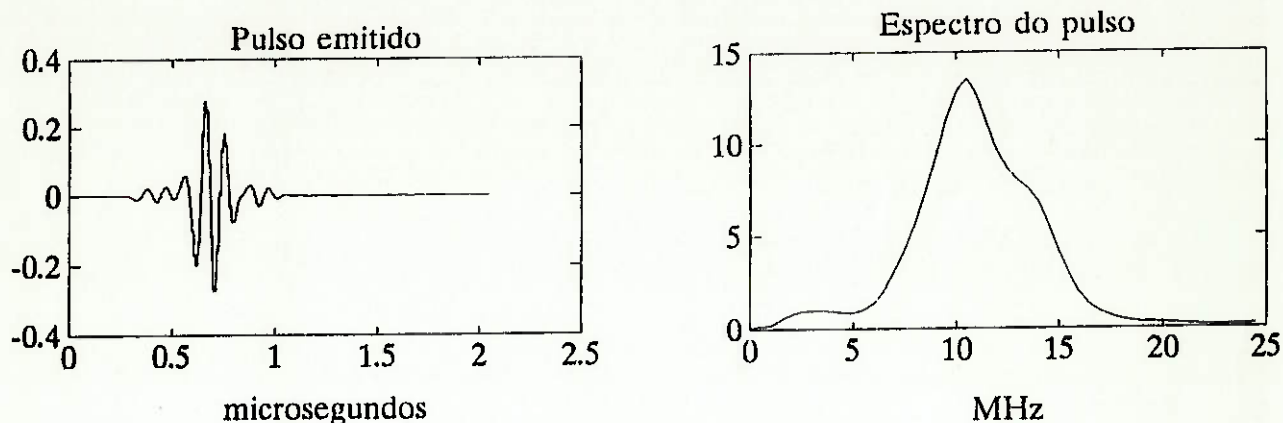


Figura 2.3: Aspecto típico de um pulso emitido por transdutor de ultra-som (Panametrics 10MHz V315). O sinal foi obtido a partir do eco proveniente de uma grande superfície refletora plana. À direita, o espectro do mesmo pulso.

possível *diferenciar* os dois casos. No entanto, processando-se o sinal de eco, é possível *recuperar a informação* de que, no segundo caso, trata-se de duas estruturas.

A forma comumente utilizada para melhorar a resolução axial de um sistema de ENDUS é escolher um transdutor com maior frequência central. Assim, os pulsos terão duração menor. No entanto, isto diminui a capacidade de penetração do pulso ultrassônico no material, pois a atenuação aumenta com a frequência. Além disso, no caso de materiais que apresentam grãos, o ruído devido aos grãos também aumenta com o aumento da frequência, havendo assim uma grande queda na relação sinal-ruído (SNR). Na figura 2.5 aparece um sinal de eco corrompido pelo ruído (baixa SNR), e, em seguida, o sinal processado, havendo melhoria substancial na SNR.

2.3 Técnicas de Processamento Digital de Sinais

Os fenômenos expostos limitam a qualidade dos ensaios realizados através de métodos convencionais. Através da aplicação de técnicas apropriadas de PDS é possível compensar alguns dos efeitos apresentados nos itens anteriores.

O efeito de reverberação do transdutor (pulsos de duração prolongada) pode ser compensado através da técnica de *deconvolução* (capítulo 3). Usa-se o sinal de eco de um refletor como referência. O sinal de eco da aquisição real é então processado de forma a eliminar-se o efeito da referência (filtro inverso). Desta forma, é possível *melhorar a resolução axial* [Chen 91].

No caso de materiais com grãos (que geram ruído coerente) podemos aplicar a técnica de *separação espectral* (capítulo 4). Consiste em separar o sinal de eco (banda larga)

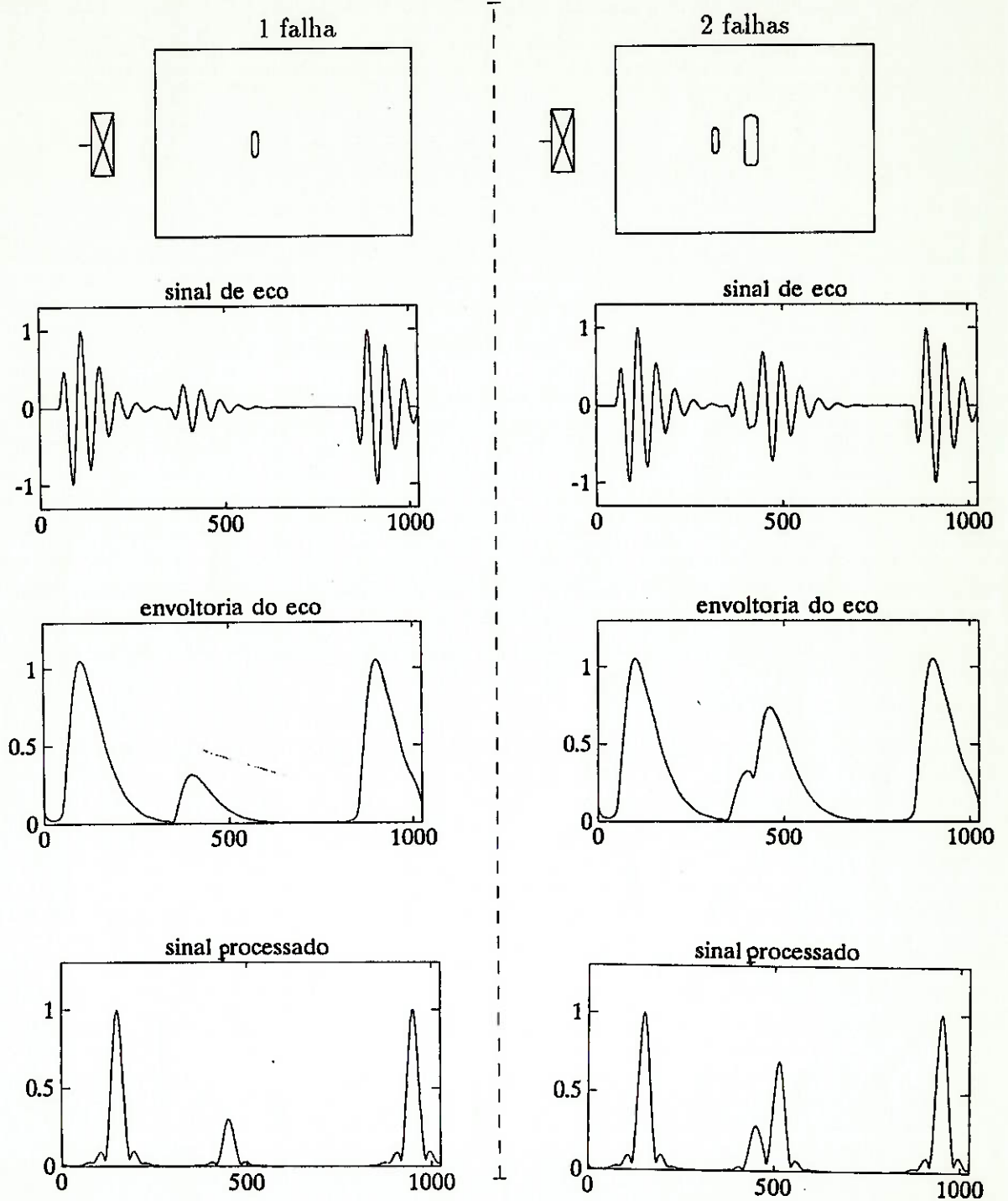


Figura 2.4: Aspectos típicos de ecos de ultra-som (simulação).

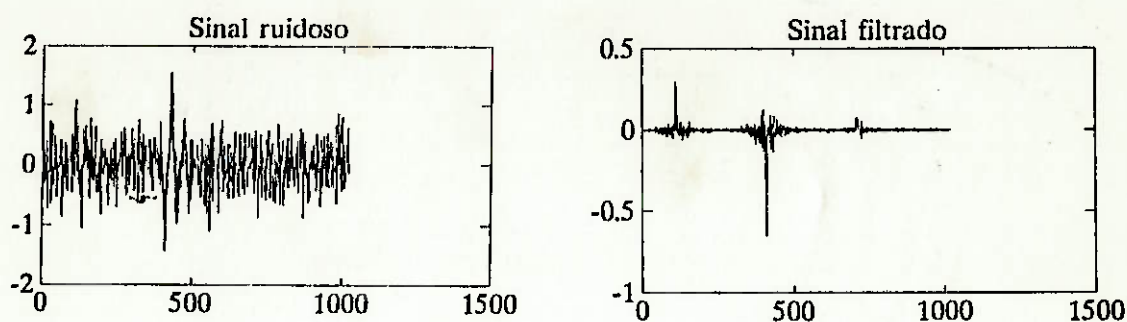


Figura 2.5: Sinal de eco corrompido pelo ruído (simulação), e o sinal filtrado.

num conjunto de componentes de banda estreita. O ruído distribui-se de forma aproximadamente aleatória entre as várias bandas. Analisando a cada instante o sinal presente em cada uma das componentes e usando um algoritmo de decisão apropriado, é possível *melhorar a relação sinal-ruído* do eco recebido [Li 92, Karpur 87].

Para *aumentar a profundidade de foco* pode-se usar a técnica da *abertura sintética* (capítulo 5). Usa-se um transdutor com grande abertura angular e faz-se uma varredura. Para obter a intensidade de cada ponto da imagem, analisa-se os ecos correspondentes recebidos em várias posições. Assim, é possível obter imagens focadas numa grande gama de profundidades [Kino 79, Schueler 84, Alais 87].

Em geral usa-se pulsos curtos para excitar os transdutores. Em [Gindre 90] propõe-se usar um sinal digital pseudo-aleatório para excitar o transdutor. Faz-se então uma *correlação cruzada* do eco recebido com o sinal de excitação utilizado e recupera-se a resposta impulsiva da peça em estudo (capítulo 5). Através desta técnica é possível *melhorar a relação sinal-ruído* do sistema. Desta forma é possível aumentar a frequência do transdutor de modo a *melhorar a resolução axial* do sistema. O aumento da atenuação (devido ao uso de frequências maiores) é compensado pela melhora da relação sinal-ruído.

[Weight 84, Weight 92] propõem o uso do transdutor EWO (do inglês, "edge-wave only") que emite e recebe exclusivamente ondas de borda. Este transdutor apresenta algumas características que tornam seu uso muito interessante: maior diretividade, pulsos curtos (emite apenas as ondas de borda), grande profundidade de foco, redução da zona morta.³ [Mandersson 89] propõe adaptar o sinal de excitação do transdutor de modo a diminuir a duração do pulso emitido. É apresentada a forma de cálculo do pulso de excitação. Ambos são modos alternativos para se atingir alguns dos resultados que se espera obter neste trabalho.

³Existe atualmente um projeto de pesquisa em andamento em conjunto entre nosso Laboratório e o DEB/FEE/UNICAMP para estudar e desenvolver transdutores deste tipo.

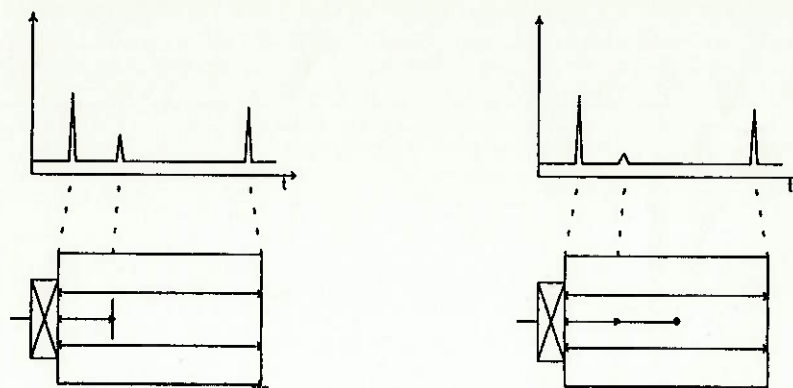


Figura 2.6: Dois modos de ensaio de um mesmo bloco que contém uma falha. Baseado em [Tittmann 80].

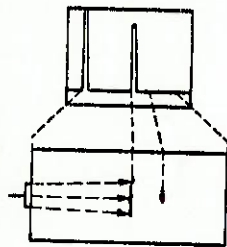


Figura 2.7: Bloco com duas falhas, sendo que uma delas pode ocultar a outra. De [Krautkrämer 77, pág.194].

2.4 Outras Características de ENDUS

A orientação do defeito no interior da peça influi na facilidade com que o sistema a detecta. Por exemplo, na figura 2.6 a falha que está perpendicular à direção de propagação das ondas acústicas aparece com grande intensidade e dimensão. Já a mesma falha vista noutra direção torna-se quase imperceptível [Tittmann 80, Krautkrämer 77].

Em alguns casos uma falha grande pode ocultar a existência de outras falhas, como pode ser visto na figura 2.7.

Outro fenômeno característico de ENDUS é o de reflexões múltiplas. Quando uma onda acústica está propagando-se num material e encontra uma interface, parte desta é refletida (apêndice A). Analisando o que ocorre no caso da figura 2.8, o transdutor emite um pulso que penetra na peça e atinge a falha. Parte da onda é refletida, voltando até a superfície da peça, onde parte dela é transmitida ao transdutor e parte é refletida novamente para o interior da peça. Ao encontrar a falha, a onda é novamente refletida, gerando um segundo eco (de intensidade menor que o primeiro), que retorna ao transdutor. Da mesma forma aparecem o terceiro, quarto, quinto, ... ecos. Desta forma, uma única falha aparece várias vezes no sinal de eco, com intensidades cada vez menores, a intervalos iguais [Robinson 78].

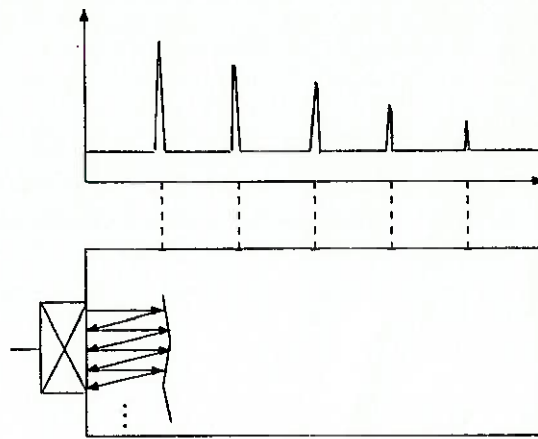


Figura 2.8: Reflexões Múltiplas provenientes de uma única falha.

Capítulo 3

Técnicas de Deconvolução

As características de natureza banda limitada dos transdutores de ultra-som e da propagação das ondas acústicas causam *distorções* no eco dos ensaios “A-scan” e “B-scan”. Muitas vezes este efeito dificulta interpretações quantitativas em ENDUS. As técnicas de *deconvolução* visam atenuar este efeito.

3.1 Modelo e Dificuldades

3.1.1 Modelo da Resposta Impulsiva

Modelando o refletor (peça em teste) por um sistema linear invariante no tempo com resposta impulsiva $h(t)$, e o sistema de aquisição (transdutor, circuito elétrico, propagação, etc.) por $x(t)$, pode-se dizer que o eco recebido será dado pela convolução:

$$y(t) = h(t) * x(t). \quad (3.1)$$

A técnica de deconvolução pretende *extrair a resposta impulsiva $h(t)$* a partir do eco $y(t)$, conhecido o sinal de referência $x(t)$. Desta forma, é possível eliminar a informação desnecessária originalmente presente no sinal, que aparecia na forma de distorção [Chen 91, Clark 86].

Diferentes tipos de geometria (falhas) geram ecos diferentes [Gericke 63]. Através do emprego da deconvolução, as diferentes geometrias resultam em diferentes respostas impulsivas, sendo possível classificá-las [Chen 88].

Para aplicar a deconvolução é necessário conhecer a *característica introduzida pelo sistema $x(t)$* . Esta pode ser vista como a composição de vários efeitos:

$$x(t) = u(t) * T_1(t) * P_1(t) * P_2(t) * T_2(t), \quad (3.2)$$

sendo que $u(t)$ representa o pulso elétrico de excitação, $T_1(t)$ a resposta impulsiva do

transdutor quando emissor, $P_1(t)$ a propagação da onda de excitação, $P_2(t)$ a propagação do eco, e $T_2(t)$ a resposta impulsiva do transdutor quando receptor.

Em geral $x(t)$ é determinado a partir da medida do eco proveniente de uma *referência*. Supõe-se que esta referência tenha como resposta impulsiva um pulso de Dirac e assume-se $x(t)$ como sendo o sinal de eco medido proveniente da referência. A escolha da referência e a aquisição do sinal de eco influenciam sobremaneira o resultado da deconvolução. A referência deve ser escolhida de forma a representar bem o ambiente real de aplicação do método. Como o eco medido é função da geometria da referência, e sujeito a ruído, é impossível fazer uma medida exata de $x(t)$ [Hayward 89a].

Na literatura aparecem várias referências possíveis. [Chen 88] usa um bloco sem defeitos, semelhante aos que vai testar. [Clark 86] usa ora o eco proveniente das faces planas frontal e posterior de um bloco, ora de um canto do bloco (incidência não normal). Também pode ser usado um refletor de pequenas dimensões, como no trabalho de [Weight 84]. [Hayward 89a] propõe ainda modelar o transdutor e o campo gerado, de maneira a obter um resultado independente dos erros de medição.

3.1.2 Dificuldades do Problema Inverso

Do ponto de vista matemático, a operação deconvolução não é definida de forma direta. Ela é a inversa da operação convolução:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau. \quad (3.3)$$

Ao problema de determinar $h(t)$ conhecidos $x(t)$ e $y(t)$, dá-se o nome de *deconvolução*.¹ Um problema análogo é determinar $x(t)$ em função de $y(t)$ e $h(t)$. Este é denominado *identificação de sistema*. Como a operação convolução é comutativa, trata-se do mesmo problema matemático.

Considerando $x[n]$ e $h[n]$ sinais de tempo discreto causais,² a equação 3.3 se escreve:

$$y[n] = h[n] * x[n] = \sum_{k=0}^n h[k]x[n-k], \quad n \geq 0. \quad (3.4)$$

Se $x[0] \neq 0$, $h[n]$ pode ser calculado recursivamente através das equações [Proakis 89]:

$$h[0] = y[0]/x[0] \quad (3.5)$$

$$h[n] = \frac{y[n] - \sum_{k=0}^{n-1} h[k]x[n-k]}{x[0]}, \quad n \geq 1. \quad (3.6)$$

Os parágrafos anteriores apresentam o problema no domínio do tempo. No *domínio das frequências*, a equação 3.4 torna-se o produto:

$$Y(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega}) \cdot X(e^{j\omega}), \quad (3.7)$$

¹ Assume-se que $h(t)$ é a resposta impulsiva do material e $x(t)$ a característica do sistema.

² $S[n]$ é causal quando $S[n] = 0$ para qualquer $n < 0$.

de forma que a deconvolução passa a ser a divisão:

$$H(e^{j\omega}) = Y(e^{j\omega})/X(e^{j\omega}). \quad (3.8)$$

Como o transdutor tem banda limitada, $X(e^{j\omega})$ tem banda limitada, assumindo valores pequenos em algumas regiões do espectro. Nestas regiões, *pequenas variações* em $Y(e^{j\omega})$ e $X(e^{j\omega})$ podem levar a *grandes erros* na determinação de $H(e^{j\omega})$, quando calculado pela equação 3.8.

No domínio das frequências este erro concentra-se nas regiões que têm $X(e^{j\omega})$ pequeno; mas, no *domínio do tempo*, este erro se espalha ao longo de todo o domínio, aparecendo sob a forma de impulsos, podendo ocultar o sinal original [Riad 86].

Um problema do tipo $y(t) = h(t) \oplus x(t)$, onde \oplus representa uma operação matemática, é dito *bem colocado* quando:

- a solução $h(t)$ existe para cada elemento $y(t)$ no domínio Y ,
- a solução $h(t)$ é única,
- pequenas perturbações em $y(t)$ resultam em pequenas perturbações em $h(t)$, sem a necessidade de se impor outras restrições.

Se alguma das condições é violada, o problema é dito mal colocado [Sarkar 81].

No caso da deconvolução, a terceira condição é violada. Devido à característica passabandas do transdutor, as demais condições também são violadas em alguns casos, tornando o problema *mal colocado* [Clark 86]. Este deve ser então regularizado. *Regularizar* um problema significa impor restrições de forma a torná-lo bem colocado.

Concluindo, as equações 3.5, 3.6 e 3.8 levam a um resultado exato da deconvolução apenas quando se tem *conhecimento exato* das funções $y(t)$ e $x(t)$ (ou $Y(e^{j\omega})$ e $X(e^{j\omega})$). Como isto não ocorre na prática, a solução obtida através destas equações traz uma grande parcela de ruído. Desta forma, procura-se *resolver um problema aproximado* (regularização), obtendo uma solução com menor parcela de ruído (embora viciada).

Técnicas de Deconvolução Estudadas

Na Literatura aparecem várias técnicas de deconvolução, ou seja, formas de regularização do problema inverso:

1. *Filtro de Wiener*: Consiste em calcular um filtro inverso aproximado, utilizando o domínio das frequências;
2. *Identificação de Sistemas*: Consiste em identificar qual o sinal que convoluído com a referência gera o sinal de eco;

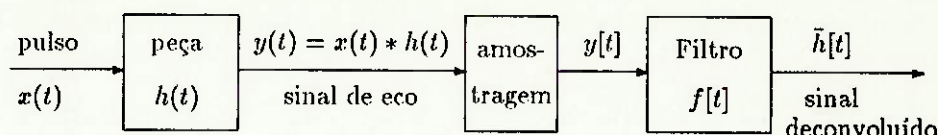


Figura 3.1: Filtro de Wiener.

3. *Filtro de Conformação*: Consiste em calcular um filtro inverso aproximado, utilizando o domínio do tempo;
4. *Técnica de Simpson* [Chen 88]: Consiste num procedimento recursivo de conformação de pulsos;
5. *Expansão em Série do Filtro Inverso* [Ullate 91]: Baseado na expansão em série da transformada de Fourier do sinal de referência;
6. *Deconvolução Homomórfica* [Oppenheim 89]: Consiste num algoritmo não-linear com a finalidade de obter o sinal deconvoluido.

Neste trabalho optou-se pelas três primeiras técnicas, por serem as mais freqüentemente citadas na Literatura.

3.2 Filtro de Wiener

3.2.1 Descrição da Técnica

Neste método procura-se implementar um *filtro inverso*, que elimine os efeitos introduzidos pelo transdutor e pela propagação. O sinal de eco é passado por um filtro digital, resultando no sinal deconvoluido $\tilde{h}[t]$ (figura 3.1). A análise será feita no domínio das freqüências.

Como visto na seção anterior, o filtro $1/X(e^{j\omega})$ não pode ser utilizado diretamente, pois é *instável* devido à característica passa-bandas do transdutor (figura 3.2).

Tomando a equação original do eco no domínio das freqüências, sendo $N(e^{j\omega})$ o ruído introduzido devido aos efeitos anteriormente apresentados, tem-se:

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega})H(e^{j\omega}) + N(e^{j\omega}). \quad (3.9)$$

Modelando $N(e^{j\omega})$ por um ruído branco gaussiano de potência Q ,

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega})H(e^{j\omega}) + Q, \quad (3.10)$$

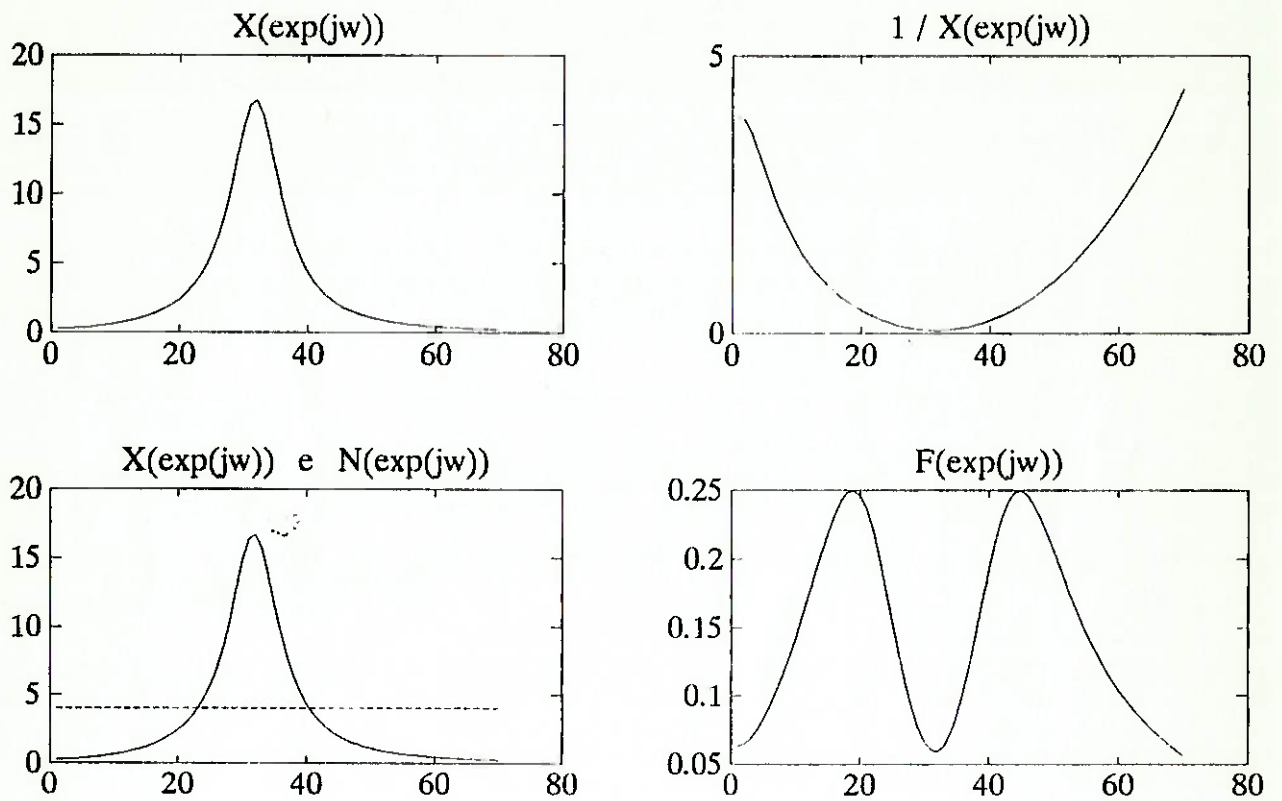


Figura 3.2: Motivação do filtro de Wiener. O filtro inverso ideal seria $1/X(e^{j\omega})$. No entanto, ele amplifica muito a região de baixa SNR, ou seja, o ruído. O filtro de Wiener (equação 3.11) assemelha-se ao filtro inverso na região de alta SNR e atenua a região de baixa SNR.

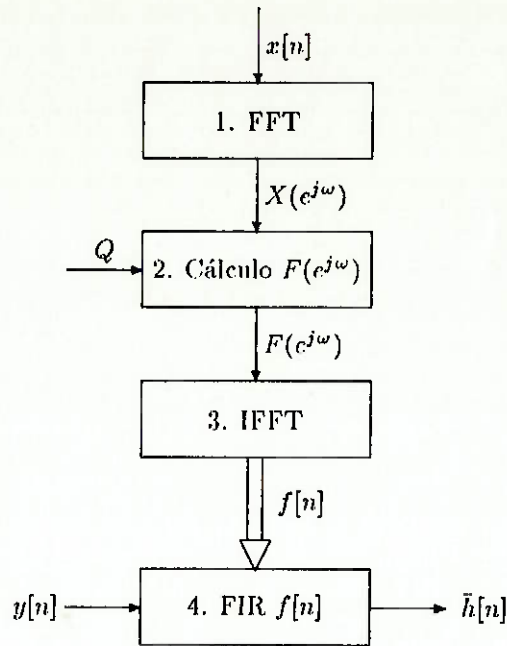


Figura 3.3: Implementação do filtro de Wiener.

a solução do problema aproximado é dada por:

$$F(e^{j\omega}) = \frac{X^*(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})X^*(e^{j\omega}) + Q} \quad (3.11)$$

Este resultado é apresentado em [Chen 88, Chen 91, UDASP]. $F(e^{j\omega})$ é aproximadamente $1/X(e^{j\omega})$ quando $X(e^{j\omega})$ tem valores altos (região de operação do transdutor) e aproximadamente $X^*(e^{j\omega})/Q$ quando $X(e^{j\omega})$ tem valores baixos. Assim, a influência das componentes do eco nas frequências em que o sinal $X(e^{j\omega})$ é fraco é atenuada, de modo que o filtro de Wiener só afeta as regiões de alta SNR (figura 3.2).

3.2.2 Implementação

A implementação desta técnica é dividida em duas partes: a primeira consiste em *determinar o filtro $f[n]$* em função do sinal de referência $x[n]$ e do parâmetro Q . A outra, em *implementar o filtro $f[n]$* (figura 3.3).

Para determinar $f[n]$ é necessário:

1. Calcular $X(e^{j\omega})$ através da FFT (se necessário pode ser usada uma janela para evitar o efeito do truncamento na obtenção do sinal $x[n]$);
2. Calcular $F(e^{j\omega})$ através da equação 3.11;

3. Calcular $f[n]$ pela IFFT, seguida de um deslocamento circular, já que o filtro é não causal.

O filtro $f[n]$ é então implementado³:

4. Implementa-se um filtro FIR.

Custo Computacional

Na fase de determinação do filtro são necessárias três FFT's e na fase de implementação são necessárias também três FFT's (calculando a convolução através da FFT). A complexidade do algoritmo⁴ será dada pela complexidade da implementação da FFT, ou seja $N \log N$, onde N é o número de amostras de $f[n]$ [Oppenheim 89].

Trata-se portanto de uma implementação bastante simples e de baixo custo.

3.2.3 Seleção de Parâmetros e Exemplos

O parâmetro a ser determinado é o *nível estimado de ruído*, Q . O valor de Q deve ser escolhido de modo a ter-se um pulso curto na saída do filtro, com baixo nível de ruído. Quando o valor de Q é aumentado, diminui-se o nível de ruído e aumenta-se a duração do pulso.

Uma forma possível para a determinação de Q é filtrar $x[n]$ pelo filtro $f[n]$ e verificar a duração do pulso resultante, ou então, utilizar o eco proveniente de uma estrutura conhecida (um bloco de calibração semelhante à peça a ser testada) e calibrar o valor de Q de modo a obter-se pulsos com o formato desejado.

A influência da escolha de Q está ilustrada na figura 3.4. Calculou-se o eco (C) gerado por uma estrutura refletora de resposta impulsiva (B) quando excitado por um sinal de referência (A), na presença de ruído⁵. Estes sinais foram então processados utilizando $Q = 40$ (considerado ideal), $Q = 4$ (amplifica demasiadamente o ruído) e $Q = 400$ (gera ecos muito longos), obtendo-se respectivamente os sinais deconvoluídos (D, E, F)⁶.

Na figura 3.5 aparecem o espectro da referência $X(e^{j\omega})$ (A) e o espectro do filtro calculado $F(e^{j\omega})$ (B) para o caso considerado ideal ($Q = 40$). Nota-se que foi obtido o perfil descrito anteriormente. Finalmente, o filtro $f[n]$ é apresentado na figura 3.6.

³Estes algoritmos estão implementados nas funções `wiener` e `wienerp`.

⁴Considera-se neste trabalho a complexidade como sendo a quantidade de multiplicações reais ou complexas.

⁵`T=1e-8; [x,y]=simula(0.01,0.1,T);`

⁶`wienerp(x,T,40,y); wienerp(x,T,4,y); wienerp(x,T,400,y);`

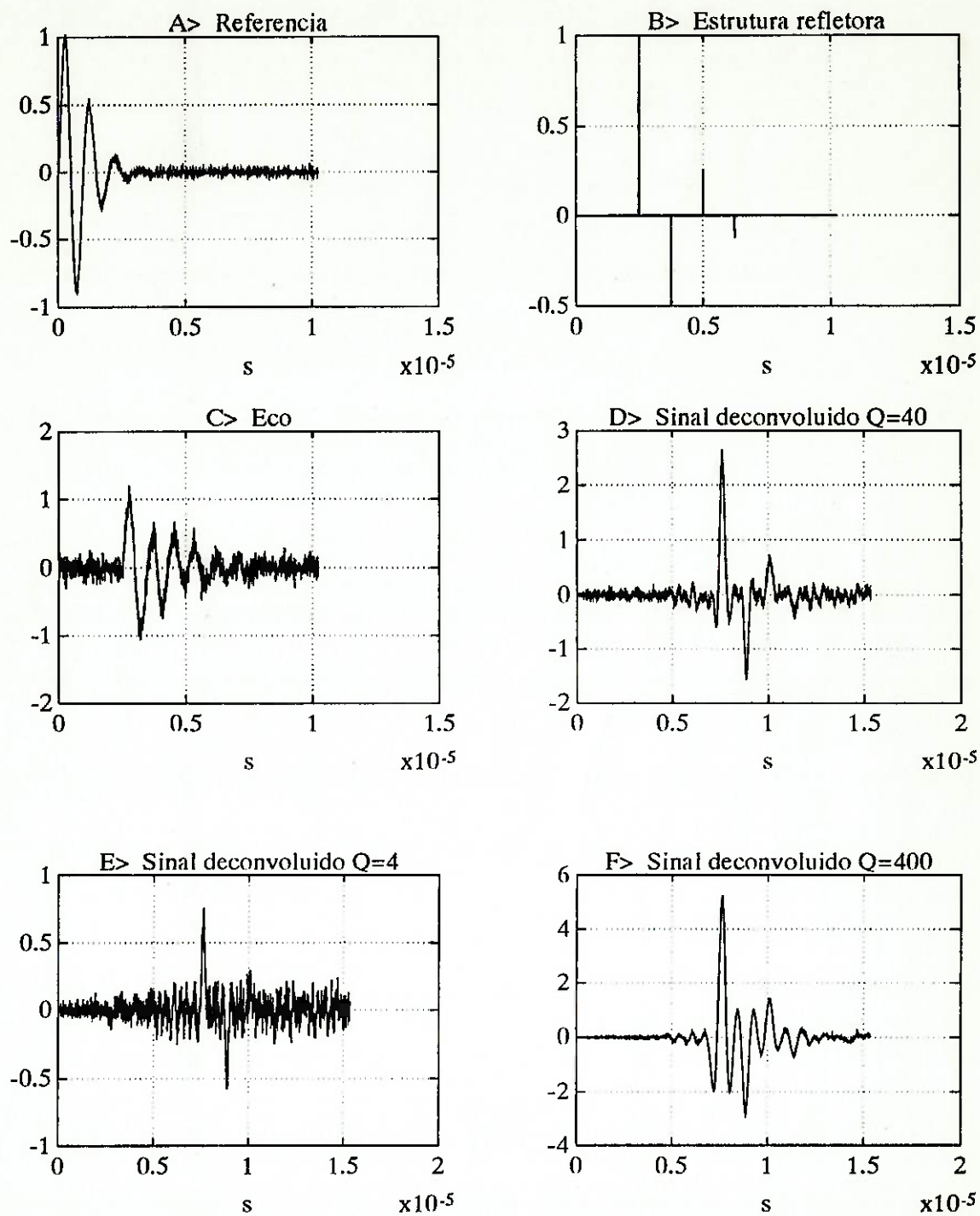


Figura 3.4: Seleção de parâmetros no filtro de Wiener.

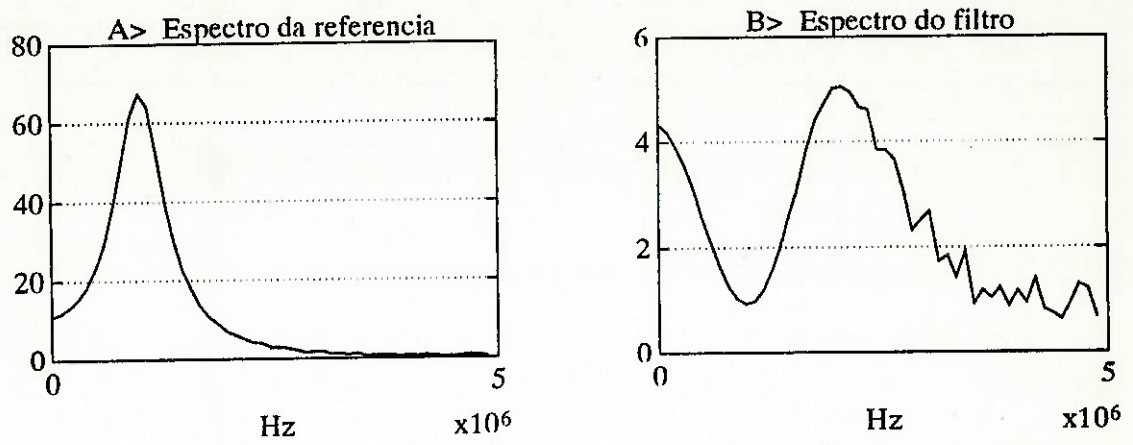


Figura 3.5: Espectro do filtro de Wiener.

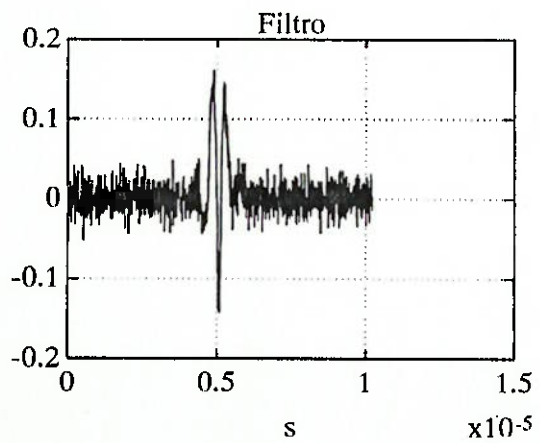


Figura 3.6: Filtro de Wiener calculado.



Figura 3.7: Identificação de Sistemas.

3.3 Identificação de Sistemas Baseado no Método dos Mínimos Quadrados

3.3.1 Descrição da Técnica

Procura-se resolver a equação 3.4, através do método dos mínimos quadrados, usando um modelo de sistema FIR com os coeficientes $\bar{h}[n] = \bar{h}_0, \bar{h}_1, \dots, \bar{h}_M$.

Seja o sinal de referência $x[n] = x_1, x_2, \dots, x_N$, e o sinal de eco adquirido $y[n] = y_1, y_2, \dots, y_{N+M}$. Considera-se $x[n]$ e $y[n]$ nulos fora dos limites especificados, assim $x[n] = 0$ para $n \leq 0$ ou $n > N$, e $y[n] = 0$ para $n \leq 0$ ou $n > N + M$.

Definindo $\hat{y}[n]$ como a saída do modelo para entrada $x[n]$:

$$\hat{y}[n] = \sum_{k=0}^M \bar{h}[k]x[n-k], \quad n = 1, 2, \dots, N + M, \quad (3.12)$$

o erro de estimação é dado por (figura 3.7):

$$e[n] = y[n] - \hat{y}[n], \quad (3.13)$$

enquanto que o erro quadrático será:

$$E_Q = \sum_{k=1}^{N+M} e^2[k]. \quad (3.14)$$

Escrevendo 3.12 e 3.13 na forma matricial tem-se:

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_{M+1} \\ \vdots \\ e_N \\ \vdots \\ e_{N+M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{M+1} \\ \vdots \\ y_N \\ \vdots \\ y_{N+M} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1 & 0 & \dots & 0 \\ x_2 & x_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M+1} & x_M & \dots & x_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & \dots & x_{N-M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & x_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{h}_0 \\ \bar{h}_1 \\ \vdots \\ \bar{h}_M \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

ou, usando notação matricial:⁷

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{X}^T \bar{\mathbf{h}}. \quad (3.16)$$

A equação 3.14 é escrita como:

$$E_Q = \mathbf{e}^T \mathbf{e}. \quad (3.17)$$

Diferenciando em relação aos coeficientes $\bar{h}[n]$, considerando o erro quadrático mínimo, obtém-se a solução [Proakis 89, Clark 86]:

$$\bar{\mathbf{h}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}, \quad (3.18)$$

onde \mathbf{R} é a matriz autocorrelação de $x[n]$ e \mathbf{P} é a matriz correlação cruzada de $x[n]$ e $y[n]$:

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}^T \mathbf{X} \quad \text{e} \quad \mathbf{P} = \mathbf{X}^T \mathbf{y}. \quad (3.19)$$

Substituindo 3.19 em 3.18,

$$\bar{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y}, \quad (3.20)$$

tem-se $\bar{h}[n]$ diretamente em função de $x[n]$ e $y[n]$.

Uma forma eficiente de calcular $\bar{h}[n]$ resolve o sistema de equações:

$$\mathbf{R} \bar{\mathbf{h}} = \mathbf{P}. \quad (3.21)$$

A matriz \mathbf{R} é simétrica e tem os valores constantes em cada diagonal, i.e., $r_{i,j} = r_{i-j}$. Portanto é uma matriz *Toeplitz*. Sistemas deste tipo permitem uma implementação eficiente através do algoritmo de Levinson.

3.3.2 Implementação

A implementação desta técnica consiste em resolver a equação 3.18 para cada conjunto de sinais $x[n]$ e $y[n]$. Verificou-se experimentalmente que o desempenho deste método depende essencialmente da frequência de amostragem dos sinais $x[n]$ e $y[n]$. Assim, em geral é necessária uma subamostragem dos sinais originais.

As etapas de uma implementação desta técnica são⁸ (figura 3.8):

⁷As variáveis em negrito representam matrizes.

⁸A função `idsist` implementa este algoritmo.

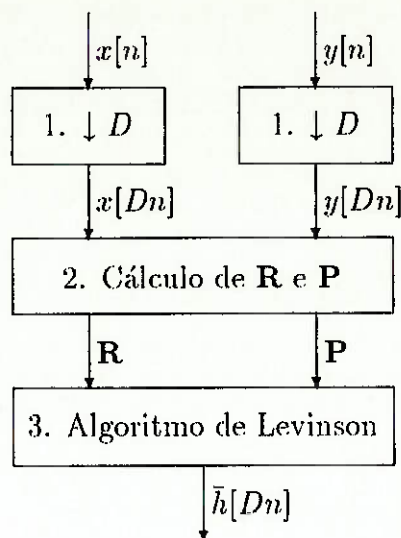


Figura 3.8: Implementação da identificação de sistemas.

1. Subamostrar os sinais $x[n]$ e $y[n]$ pelo fator D através da técnica de “decimation” (apêndice B);
2. Calcular \mathbf{R} e \mathbf{P} (equação 3.19) pela autocorrelação de $x[Dn]$ e pela correlação cruzada de $x[Dn]$ por $y[Dn]$;
3. Resolver a equação 3.21 através do algoritmo de Levinson (apêndice C).

Custo Computacional

A primeira etapa utiliza um filtro passa baixas para cada sinal, atingindo complexidade máxima de $(N+M) \log(N+M)$. A segunda etapa é implementada através de convoluções, restringindo-se à mesma complexidade. A terceira etapa envolve a utilização do algoritmo de Levinson, de complexidade $((N+M)/D)^2$.

Desta forma, devido à última etapa, esta técnica tem um *alto custo computacional*, sendo que as implementações costumam limitar o valor de $(N+M)/D$ a algumas centenas.

3.3.3 Seleção de Parâmetros e Exemplos

Nesta técnica, deve-se atentar para a escolha da *taxa de subamostragem* D . Caso o valor escolhido seja pequeno haverá uma excessiva amplificação da parcela de ruído, além de um aumento desnecessário no custo computacional. Caso o valor seja muito grande, haverá perda considerável de informação, pois as componentes na faixa de frequência de interesse serão parcialmente eliminadas no processo de subamostragem.

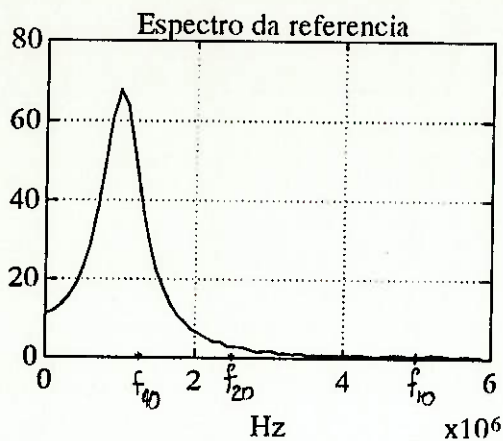


Figura 3.9: Espectro do sinal de referência $X(c^{j\omega})$ e frequências de Nyquist para os casos $D = 10$, $D = 20$, e $D = 40$.

A experiência mostrou que tomando-se D de modo que as componentes de maior frequência do sinal de referência coincidam com a frequência de Nyquist obtém-se bons resultados.

Para ilustrar este efeito, esta técnica foi aplicada aos sinais apresentados no caso anterior (figura 3.4 - A, B, C), para $D = 10$, $D = 20$, $D = 40$.⁹ A figura 3.9 mostra o espectro de frequência do sinal de referência¹⁰ e as frequências de Nyquist nos três casos. A figura 3.10 mostra os sinais deconvoluídos obtidos. Observando-se os mesmos, nota-se que o melhor resultado é obtido para $D = 20$.

3.4 Filtro de Conformação

3.4.1 Descrição da Técnica

Do inglês, "shaping filter". Neste método pretende-se passar o sinal de eco por um *filtro digital* de modo a obter pulsos mais estreitos. Para tanto, procura-se um filtro $f[n]$ que, para uma entrada $x[n]$, gere um sinal $c[n]$, que tenha desvio quadrático mínimo em relação a um pulso desejado $d[n]$ (figura 3.11). O eco será processado por este filtro.

O equacionamento do sistema de tempo discreto é análogo ao visto para a identificação de sistemas. O erro é dado por:

$$c[n] = d[n] - c[n], \quad (3.22)$$

e na forma matricial,

$$\mathbf{e} = \mathbf{d} - \mathbf{X}^T \mathbf{f}, \quad (3.23)$$

e o erro quadrático, a ser minimizado, é:

$$E_Q = \mathbf{e}^T \mathbf{e}. \quad (3.24)$$

⁹ `idsist(x,T,y,10); idsist(x,T,y,20); idsist(x,T,y,40);`

¹⁰ `fplot(x,T,0,6e6);`

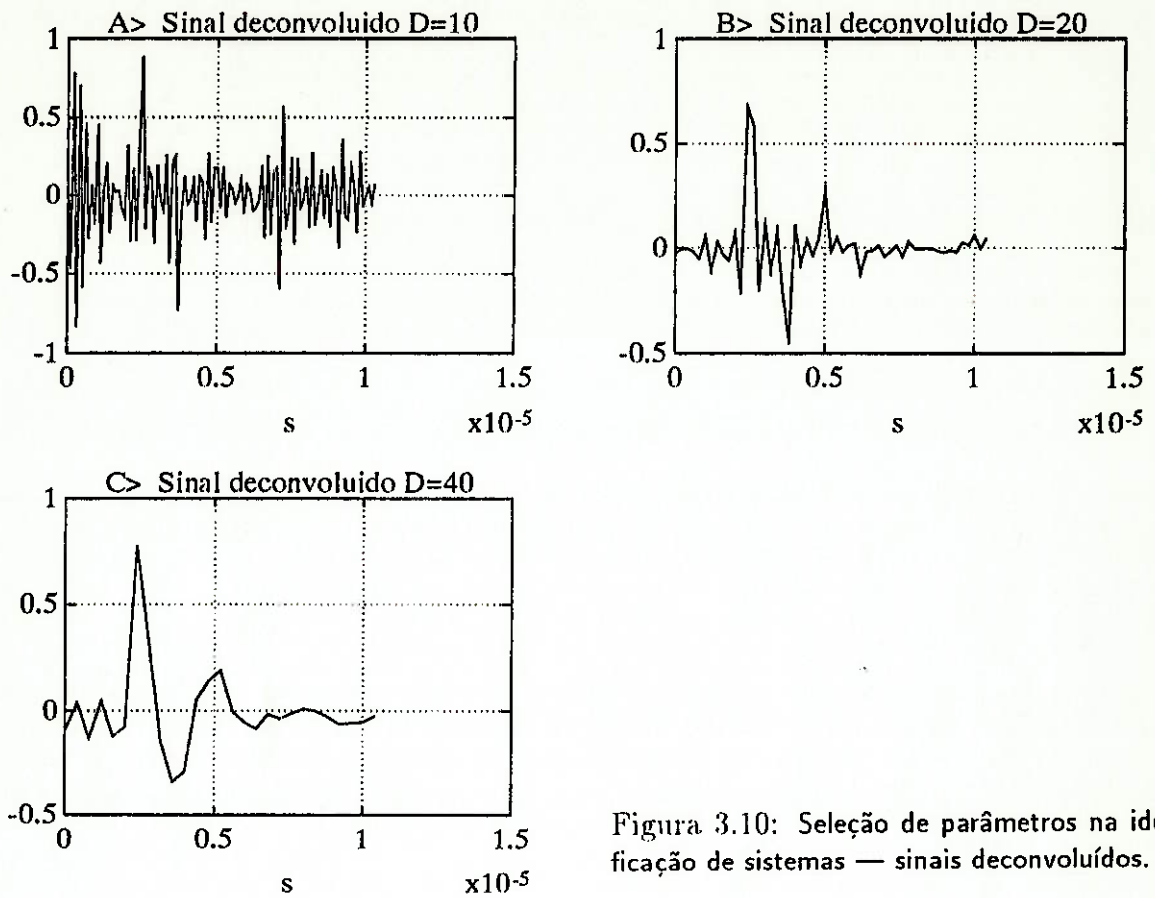


Figura 3.10: Seleção de parâmetros na identificação de sistemas — sinais deconvoluidos.

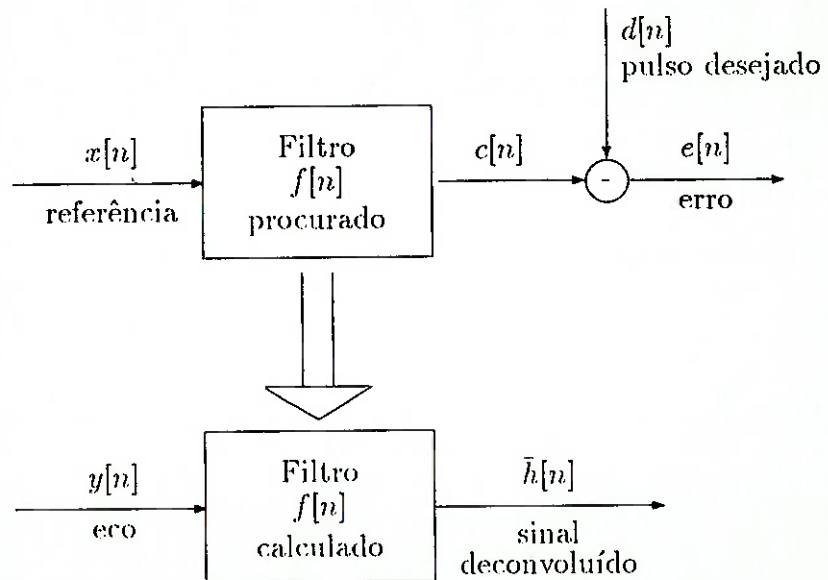


Figura 3.11: Filtro de Conformação.

A solução do problema de aproximação é dada por [Treitel 66, Robinson 78, UDASP, Proakis 89]:

$$\mathbf{f} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Q}, \quad (3.25)$$

sendo

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}^T \mathbf{X} \quad \text{e} \quad \mathbf{Q} = \mathbf{X}^T \mathbf{d}, \quad (3.26)$$

onde \mathbf{R} é a matriz auto-correlação de $x[n]$ e \mathbf{Q} é a matriz correlação cruzada de $x[n]$ e $d[n]$. Tem-se ainda:

$$\mathbf{f} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{d}. \quad (3.27)$$

Novamente a matriz \mathbf{R} é *Toeplitz*. Na implementação, o algoritmo de Levinson torna-se uma boa opção.

Neste método, deve-se escolher uma função $d[n]$ conveniente. [Treitel 66] faz uma extensa análise a respeito, reportando inclusive resultados experimentais.¹¹

Quando $d[n]$ é um pulso de Dirac com atraso τ :

$$d_\delta[n] = \delta[n - \tau], \quad (3.28)$$

$f[n]$ é a aproximação de um filtro inverso. O valor de τ deve ser convenientemente escolhido.

Utiliza-se outras formas de onda para $d[n]$ (pulso desejado) além do pulso de Dirac, já que este último tem um espectro de frequências muito amplo. Uma das formas alternativas é um pulso gaussiano:

$$d_g[n] = \exp\left(-\left(\frac{n - \tau}{\sigma}\right)^2\right). \quad (3.29)$$

Neste caso, o espectro de frequências do pulso gaussiano é bem mais próximo ao do sinal de referência $x[n]$, sendo possível obter resultados melhores.

Outra alternativa, proposta neste trabalho, é o pulso duplo gaussiano:

$$d_{dg}[n] = \exp\left(-\left(\frac{n - \tau}{\sigma}\right)^2\right) - \exp\left(-\left(\frac{n - \tau - \xi}{\sigma}\right)^2\right), \quad (3.30)$$

onde ξ é da ordem de σ . Este pulso tem a vantagem de não possuir componentes de frequências baixas.

[Treitel 66] propõe uma medida de *qualidade da aproximação* através do parâmetro:

$$P = 1 - E, \quad (3.31)$$

onde E é a energia do erro mínimo normalizada, dada pelo quociente entre o erro quadrático médio e o valor de pico da auto-correlação do pulso desejado $d[n]$:

$$E = \frac{\sum_{n=1}^{N+M} e^2[n]}{\sum_{n=1}^{N+M} d^2[n]}. \quad (3.32)$$

¹¹A análise feita por [Treitel 66] foi originalmente baseada em sinais sísmicos, podendo ser transportada para sinais ultra-sônicos.

Quando a aproximação é perfeita, ou seja, $c[n] = d[n]$, tem-se $E = 0$ e $P = 1$. O caso oposto é dado por $c[n] = 0$ que leva a $E = 1$ e $P = 0$. [Treitel 66] usa o parâmetro P para avaliar o desempenho do filtro em função da forma de onda e atraso escolhidos para $d[n]$.

3.4.2 Implementação

A implementação desta técnica envolve duas fases: a determinação do filtro $f[n]$ e a implementação deste (figura 3.12)¹². A primeira fase consiste em:

1. Sub-amostrar os sinais $x[n]$ e $d[n]$ pelo fator D através da técnica de "decimation";
2. Calcular \mathbf{R} e \mathbf{Q} (equação 3.26) pela autocorrelação de $x[Dn]$ e pela correlação cruzada de $x[Dn]$ por $d[Dn]$;
3. Resolver a equação 3.25 através do algoritmo de Levinson.

A segunda fase consta de:

4. Sub-amostrar o sinal de eco $y[n]$;
5. Filtrar o sinal através de um filtro FIR.

Custo Computacional

A primeira fase é análoga ao caso de identificação de sistemas, tendo complexidade $((N + M)/D)^2$, onde $(N + M)$ é o comprimento do sinal $d[n]$. A segunda fase é análoga ao filtro de Wiener, tendo complexidade $((N + M)/D) \log((N + M)/D)$. Assim, apenas a fase de determinação do filtro é onerosa. Como esta só deve ser calculada uma única vez para cada nova referência, a técnica torna-se barata.

3.4.3 Seleção de Parâmetros e Exemplos

Os parâmetros são o pulso desejado $d[n]$ e a taxa de amostragem D . A determinação de $d[n]$ envolve a escolha da forma de onda, da largura do pulso σ , do atraso do mesmo τ e do comprimento do filtro $L = N + M$.

A experiência mostrou que a escolha da taxa de amostragem D não influi muito no desempenho final da técnica. Escolher D tal que as componentes de maior frequência do sinal de referência $x[Dn]$ estejam entre 0.5 a 0.8 vezes a frequência de Nyquist mostrou-se uma boa prática.

¹²As funções `fconf` e `fconfp` implementam esta técnica.

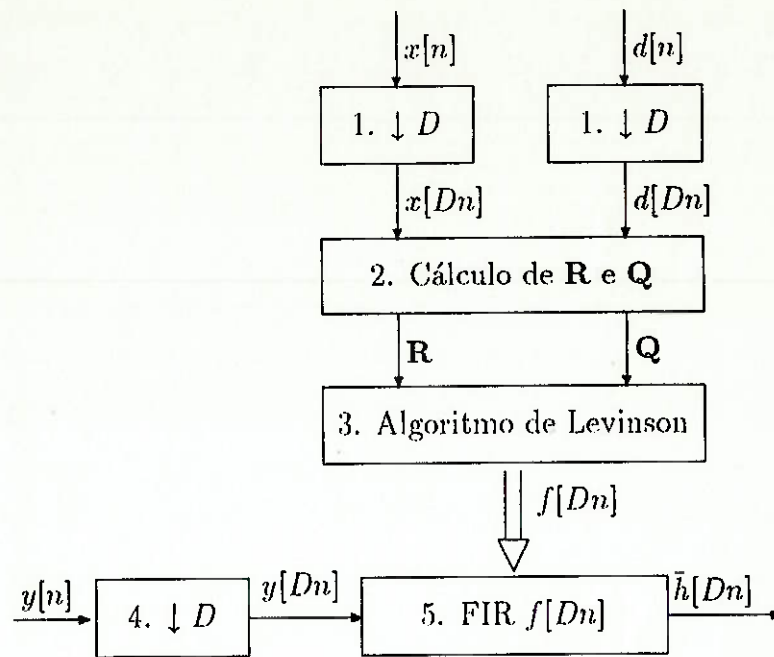


Figura 3.12: Implementação do filtro de conformação.

[Treitel 66] propõe escolher o *atraso* τ de forma que o pulso $d[n]$ tenha atraso da mesma ordem de grandeza que o atraso da região de maior energia do sinal de referência $x[n]$. A experiência mostrou que tal critério é uma boa escolha, podendo inclusive utilizar-se valores da ordem de até 50% superiores, para τ , sem perda de desempenho. No entanto, a utilização de valores inferiores ao proposto por [Treitel 66] resulta na busca de filtros não causais, deteriorando consideravelmente o desempenho da técnica.

Quanto à escolha da *forma de onda*, verificou-se que os pulsos gaussiano $d_g[n]$ e duplo gaussiano $d_{dg}[n]$ apresentaram melhor desempenho (figura 3.13).

A *largura do pulso* σ deve ser escolhida de forma a obter-se boa resolução (pulso curto), embora, quanto menor for o valor escolhido, maior será a amplificação do ruído.

O *comprimento do filtro* quase não influencia o desempenho do método desde que tenha duração de pelo menos três vezes a duração da parte de maior energia do sinal de referência.

A forma de escolha destes parâmetros é iterativa, sendo que o desempenho pode ser medido através dos indicadores:

- aspecto do sinal $c[n]$, ou seja a referência filtrada pelo filtro calculado;
- valor do parâmetro P ;
- verificação experimental através do uso de um bloco de calibração.

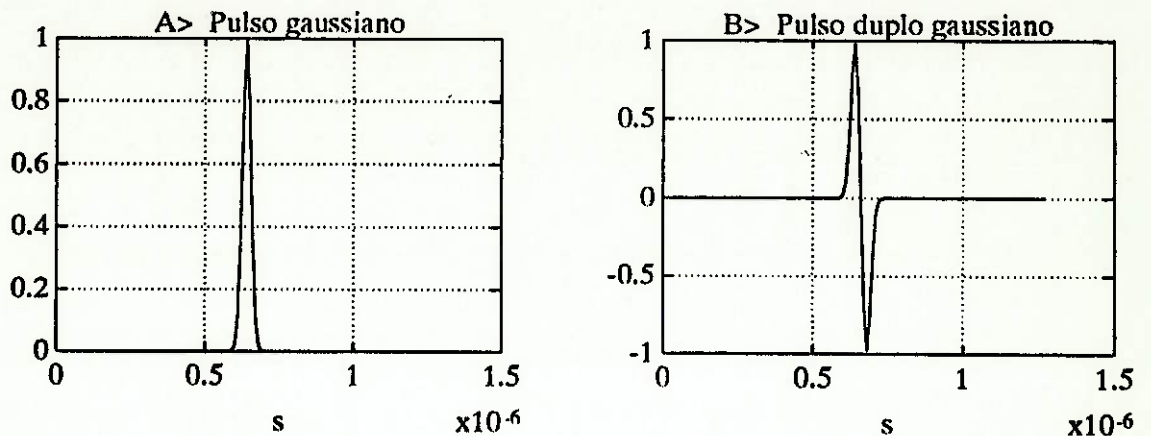


Figura 3.13: Pulso gaussiano $d_g[n]$ e duplo gaussiano $d_{dg}[n]$.

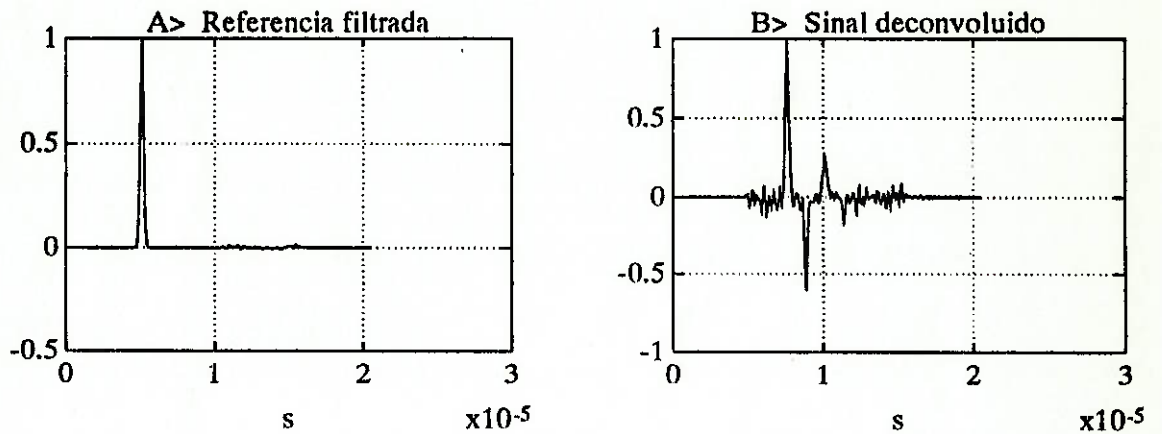


Figura 3.14: Seleção de parâmetros no filtro de conformação.

Aplicando-se esta técnica aos sinais anteriores (figura 3.4 - A, B, C), sendo $D = 8$, $\tau = 0.32\mu s$, $L = 10\mu s$, e $d[n]$ um pulso gaussiano¹³, obteve-se o sinal da referência filtrada $c[n]$ (A) e o sinal deconvoluido $h[n]$ (B) apresentados na figura 3.14.

¹³`pd=shift(gauss(128,2),-60); fconfp(x,T,8,pd,y);`

Capítulo 4

Técnica de Separação Espectral

Nos materiais que apresentam *grãos* de grandes dimensões ocorre um fenômeno de espalhamento do sinal de ultra-som. O pulso ultra-sônico é refletido pelas paredes dos grãos, dando origem a um *ruído coerente*. Este ruído não pode ser eliminado através da técnica da média, podendo ocultar o sinal de eco proveniente das falhas [Bilgutay 90]. A técnica de separação espectral, do inglês “split-spectrum processing” (SSP), visa compensar este efeito.

4.1 Descrição da Técnica

O sinal de eco $y(t)$, pode ser entendido como a composição dos sinais provenientes do refletor (falha) $m(t)$, e do ruído devido aos grãos $n(t)$ [Karpur 87]:

$$y(t) = m(t) + n(t). \quad (4.1)$$

A técnica de *separação espectral* consiste em separar o sinal amostrado $y[t]$ banda-larga em N_f sinais $y_i[t]$ banda-estreita. Os sinais são normalizados pelos coeficientes w_i de modo a terem amplitude unitária ($w_i = 1/\max\{|y_i[t]|\}$). Escolhe-se para saída do sistema, a cada instante de tempo t , um dos valores destes sinais (figura 4.1). A escolha é feita através de um algoritmo não-linear (minimização, limiar de polaridade, mediana, etc.).

[Rose 88, Bilgutay 90, Li 92, Karpur 87] sugerem que o sinal de eco do refletor $m(t)$, quando presente, se distribui em todas as bandas de 1 a N_f , pois o sinal de eco *não depende da frequência* (na região de frequências em que o transdutor opera). Já o sinal de ruído $n(t)$ depende da frequência, pois a resposta da matriz de grãos ao pulso de ultra-som é função da frequência. Pode se dizer que $n(t)$ distribui-se de forma *aleatória* entre as diversas bandas, a cada instante de tempo. Portanto, analisando-se, para cada instante de tempo t , o sinal em todas as bandas de 1 a N_f , verifica-se que o pulso devido à estrutura ($m(t)$) estará presente em todas as bandas, e o pulso devido aos grãos ($n(t)$) apenas em algumas bandas. Desta forma, através de um algoritmo de escolha conveniente, é possível melhorar a relação sinal-ruído (SNR) do sinal.

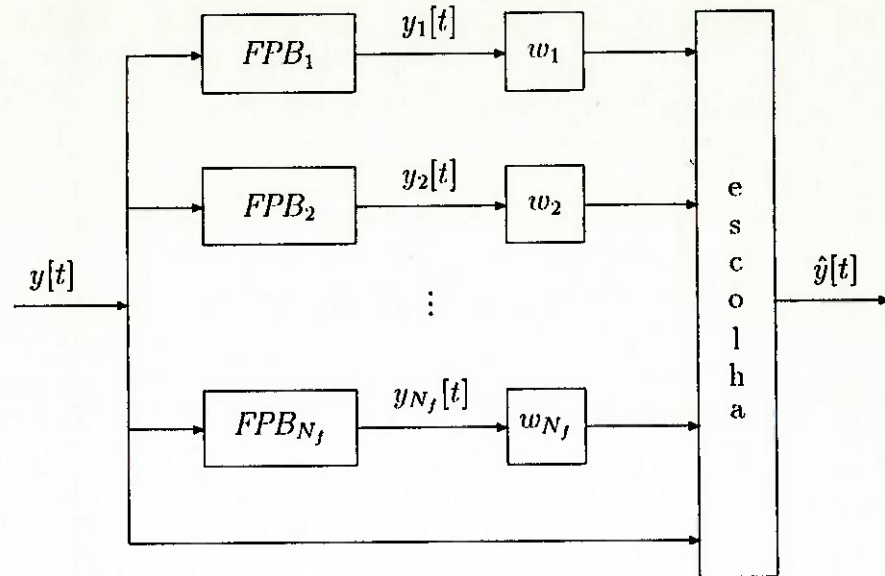


Figura 4.1: Separação Espectral. Adaptado de [Li 92].

Uma dificuldade na aplicação desta técnica está na escolha dos *parâmetros* envolvidos: quantidade de filtros N_f , e suas bandas de passagem B_i . [Karpur 87] sugere um algoritmo de otimização da escolha dos parâmetros, e [Li 92] sugere um método adaptativo para o mesmo. Ambos serão vistos.

Algoritmos de Escolha

Um dos algoritmos de escolha é o de *minimização* [Karpur 87, Li 92, UDASP]. Consiste em escolher a cada instante t o menor dos sinais $w_i y_i[t]$:

$$\hat{y}_M[t] = \min\{|w_i y_i[t]|, i = 1, 2, \dots, N_f\}. \quad (4.2)$$

Nos instantes de tempo em que não há contribuição da parcela de sinal $m[t]$, o algoritmo tende a escolher um valor de amplitude pequena (que é devido a ruído), tendo uma alta SNR (isto porque há normalização do sinal). Nos instantes em que o sinal $m[t]$ está presente, o algoritmo escolhe o menor $y_i[t]$, mas como $m[t]$ está distribuído ao longo de todas as bandas B_i , $\hat{y}[t]$ tenderá a ter uma amplitude considerável [Li 92].

Outro algoritmo é o de *limiar de polaridade* ("polarity threshold") [Bilgutay 90]. Este algoritmo baseia-se no princípio de que quando o sinal $m[t]$ estiver presente, provavelmente não haverá inversão de polaridade (isto é, todos os sinais $y_i[t]$ terão a mesma polaridade). No entanto, quando o ruído predomina, tende a haver inversão de polaridade (pois o ruído tem média nula). O algoritmo de escolha dá saída nula quando há inversão de polaridade, e o sinal $y[t]$ quando não há:

$$\hat{y}_{PT}[t] = \begin{cases} y[t] & \text{se } y_i[t] > 0 \text{ ou } y_i[t] < 0, \text{ para todo } i = 1, 2, \dots, N_f \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}. \quad (4.3)$$

[Rose 88] apresenta o algoritmo *misto* (minimização e limiar de polaridade) que explora os dois efeitos. O critério de escolha é:

$$\hat{y}_{M,PT}[t] = \begin{cases} \hat{y}_M[t] & \text{se } y_i[t] > 0 \text{ ou } y_i[t] < 0, \text{ para todo } i = 1, 2, \dots, N_f \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.4)$$

Limitações

[Rose 88] traz uma boa discussão sobre a aplicação de SSP, concluindo que é uma ferramenta de grande utilidade em ENDUS, embora tenha verificado que:

- em alguns casos quando o plano do defeito não é perpendicular à direção de propagação da onda, a técnica não atinge o desempenho esperado,
- as falhas devem ter dimensão de pelo menos três vezes o comprimento de onda para poderem ser detectadas,
- o tamanho dos grãos deve ser inferior ao comprimento de onda empregado.

4.2 Implementação

[Li 92, Bilgutay 90] implementam o algoritmo da seguinte forma (figura 4.2)¹:

1. Cálculo dos filtros gaussianos;
2. Cálculo da FFT do sinal (acrescido de zeros). Pode-se usar janelas para evitar os efeitos causados pelo truncamento do sinal;
3. Cálculo dos sinais filtrados normalizados através do produto e da IFFT;
4. Algoritmo de escolha.

Custo Computacional

A complexidade do algoritmo é dada pelas $(N_f + 1)$ FFT's, sendo portanto de complexidade $(N_f + 1)N \log N$, onde N é o comprimento do sinal $y[n]$.

[Aussel 90] propõe um outro algoritmo para implementar a técnica. Utiliza filtros FIR com relação frequência/banda constante, ou seja, Δf e b não são constantes, neste caso. Quanto maior a frequência f_i , maior a banda b_i . Com isso, a quantidade de coeficientes do filtro pode ser reduzida à medida que a frequência aumenta (pois a duração da resposta impulsiva, no tempo, diminui), sem alterar sobremaneira o desempenho. O trabalho de [Aussel 90] realiza ensaios experimentais e conclui a eficiência desta implementação.

¹A função *ssp* implementa este algoritmo, utilizando o algoritmo de escolha da minimização.

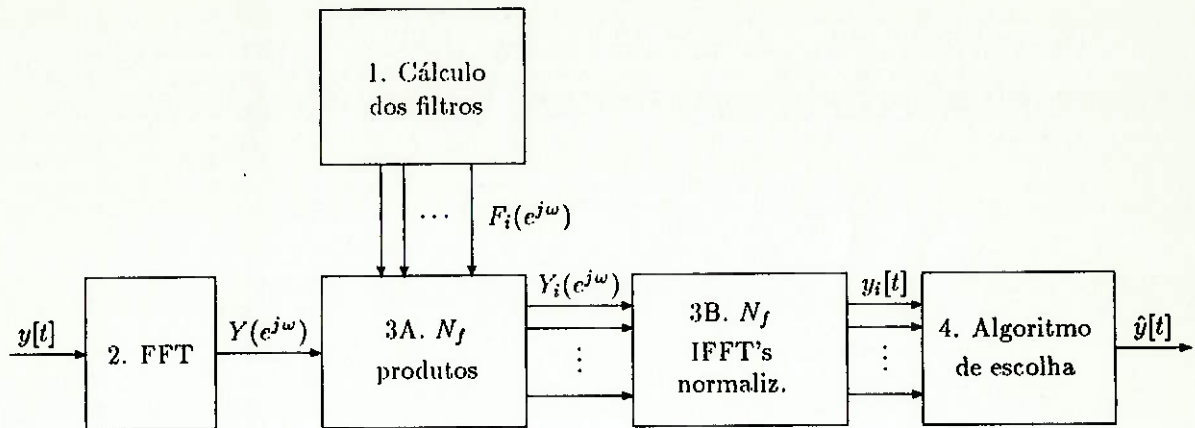


Figura 4.2: Implementação da separação espectral.

4.3 Seleção de Parâmetros e Exemplos

A escolha dos parâmetros dos filtros representa a principal dificuldade do emprego desta técnica, pois a experiência mostra que o sistema deve ser convenientemente calibrado para cada tipo de ensaio. Os parâmetros a serem escolhidos são:

- quantidade de filtros N_f ,
- tamanho e frequência central da banda total do sistema B ,
- tamanho b da banda de cada filtro B_i .

Note que pode haver sobreposição da banda de um filtro com outro (figura 4.3).

[Karpur 87] propõe um método de otimização da escolha dos parâmetros quando usa-se o algoritmo de escolha de minimização:

$$N_f = BT + 1, \quad (4.5)$$

onde T é a duração do sinal $y[t]$, e B é o tamanho da banda total do sistema. O tamanho b da banda de cada filtro é escolhido de forma a ter-se o efeito de sobreposição apresentado na figura 4.3.

A diferença entre as frequências centrais de cada filtro B_i é Δf , dada por:

$$\Delta f = B/(N_f - 1). \quad (4.6)$$

[Li 92] propõe um método adaptativo, quando usado o algoritmo de escolha de minimização. O sinal é processado uma primeira vez pelo sistema, e mede-se quantas vezes o

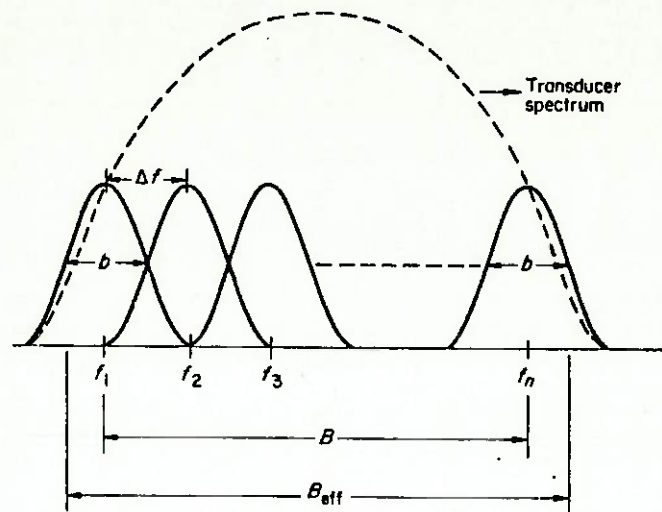


Figura 4.3: Bandas dos filtros para separação espectral. De [Karpur 87].

algoritmo de minimização escolheu cada um dos componentes y_i , construindo um histograma espectral². Como o algoritmo tende a escolher sinais de alta SNR quando o sinal $m[t]$ não está presente (situação predominante), o histograma representará as regiões com maior SNR. Seleciona-se então estas regiões apenas, e o sinal original $y[t]$ é novamente processado. Desta forma, a primeira etapa presta-se exclusivamente para a determinação dos parâmetros a serem utilizados na etapa seguinte. [Li 92] conclui afirmando ser possível perceber melhora considerável no desempenho do método. Ressalta a característica de *não ser necessário conhecimento a priori* do sinal e do espectro do ruído (como seria no caso do filtro de Wiener).

A figura 4.4 mostra um sinal simulado de eco (A) ao qual foi acrescentado ruído branco gaussiano, obtendo-se o sinal (B)³. Este foi então filtrado utilizando a técnica de separação espectral, sendo que B , N_f e b foram escolhidos pelo método apresentado, analisando o espectro do sinal original (C)⁴, resultando em: $B = [1.3\text{MHz} - 2.4\text{MHz}]$, $N_f = 11$, e $b = 0.3\text{MHz}$; resultando no sinal filtrado (D)⁵.

²A função `ssp` implementa este método

³`T=1e-8; x=transd(0.8,10,5,0.004); s=zeros(1,1024); s([100,450,800])=[0.3,1,-0.5];
y=normdc(filter(x,[1],s)); tplot(y,T); rand(normal); yr=y+rand(1,1024)*0.5;
tplot(yr,T);`

⁴`fplot(y,T,0,1e7);`

⁵`yrf=ssp(yr,T,1.3e6,2.4e6,0.1e6,0.3e6); tplot(yrf,T);`

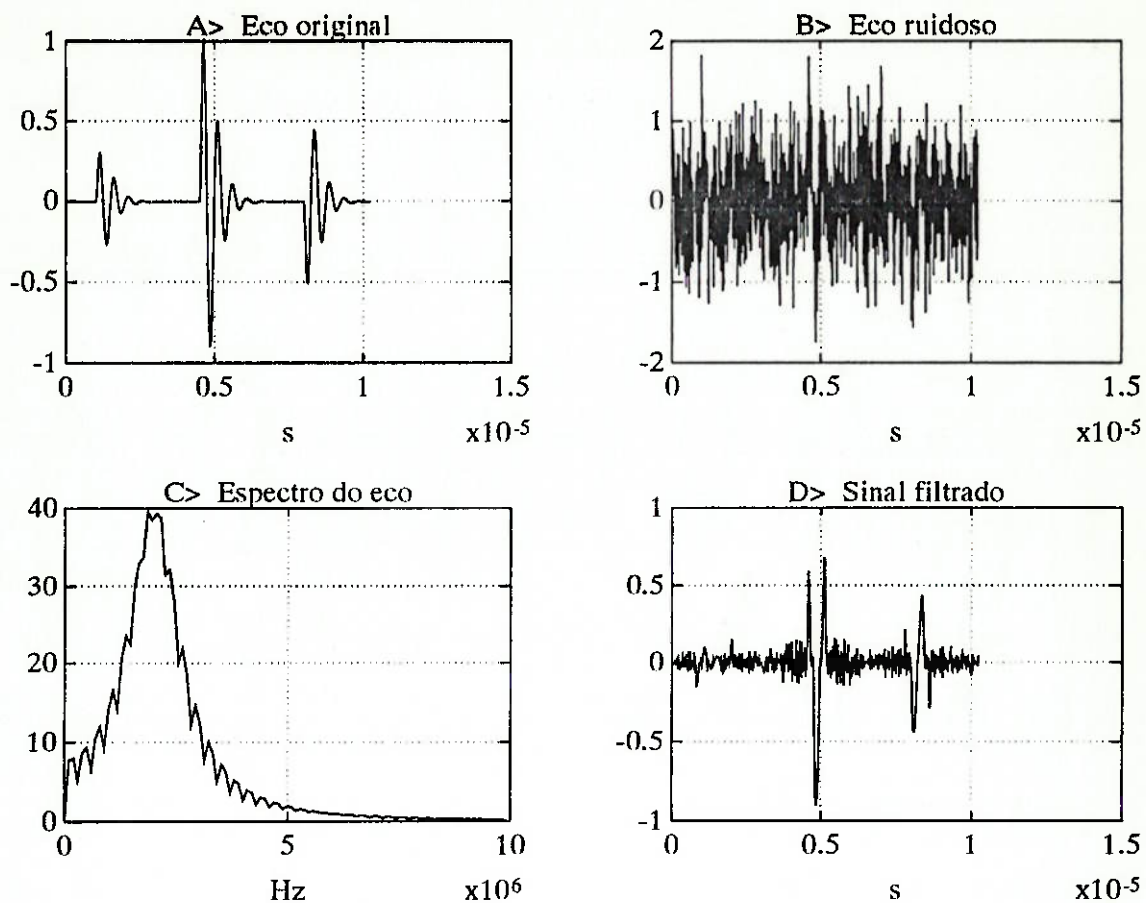


Figura 4.4: Exemplo de aplicação da técnica de separação espectral.

Capítulo 5

Outras Técnicas

Existem várias outras técnicas de PDS sendo aplicadas a ENDUS. Dentre as de destaque, foram escolhidas as de *abertura sintética* e de *correlação cruzada*.

[Chen 88] apresenta ainda o emprego de técnicas de reconhecimento de padrões para detecção e classificação automática de falhas. [Raju-Damarla 92], num trabalho recente, descreve o uso de redes neurais com a finalidade de detecção automática de falhas.

5.1 Abertura Sintética

Do inglês, "Synthetic Aperture Focusing Technique", (SAFT).

5.1.1 Introdução à Técnica

Ao usar-se um sistema convencional de imagem para ENDUS ("B-scan", capítulo 1) numa peça que tenha grande profundidade, depara-se com o problema de *profundidade de foco* (capítulo 2). Se for utilizado um transdutor não focalizado, o sistema terá resolução lateral aproximadamente constante, porém será sempre não focalizado. Se optar-se por transdutores focalizados, de forma a melhorar a resolução lateral, será necessário o emprego de vários transdutores com diferentes distâncias focais, cada um para uma gama de distâncias. O método da SAFT visa melhorar a resolução lateral utilizando um único transdutor emitindo um feixe acústico com grande abertura angular.

A resolução dos sistemas de imagem é limitada pela sua *abertura* (área na qual os dados são coletados). Esta técnica faz uma varredura e processa os dados, aumentando a abertura do sistema, sendo também empregada em radares, geofísica e rádio-astronomia [Doctor 86].

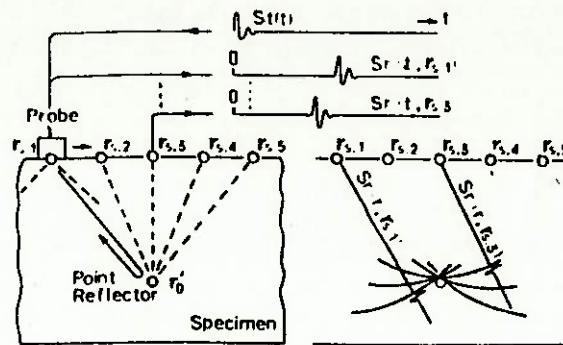


Figura 5.1: SAFT — Abertura Sintética. De [Ishii 87].

Nesta técnica, ao contrário de todas as outras aqui apresentadas, não se processa os ecos individualmente. Primeiramente os sinais são adquiridos e armazenados na memória, sendo processados numa próxima etapa.

Para explicar o princípio da SAFT vamos inicialmente supor a existência de uma falha em r'_0 conforme indicado na figura 5.1. Efetua-se uma *varredura linear* do transdutor ($r_{s,1}, \dots, r_{s,5}$) realizando aquisições do sinal de eco ($S_{r,1}, \dots, S_{r,5}$) ao longo da mesma. O eco devido à falha aparece nos sinais $S_{r,i}$ com o atraso correspondente ao dobro do tempo que o pulso leva para percorrer a distância de $r_{s,i}$ até r'_0 . A imagem é reconstruída em cada ponto somando-se os sinais armazenados, aplicando o atraso correspondente à propagação desde o ponto em questão até a posição original do transdutor. Trata-se de uma “*projeção para trás*” dos dados, ao longo de arcos circulares centrados nas posições do transdutor [Ishii 87, Peterson 84].

[Ishii 87] apresenta uma formulação do método, concluindo que a imagem resultante (considerando as simplificações adotadas) é a convolução de $\rho(r')$ (coeficiente de reflexão da posição r'), por $H(r')$ (função de espalhamento). A resolução da SAFT será dada por $H(r')$. Em seguida apresenta resultados de simulações para vários pulsos de excitação, concluindo que aplicando a SAFT a um pulso típico emitido por transdutores de ultrassom, resulta em pequenos lóbulos laterais em $H(r')$, permitindo obter boa resolução. [Peterson 84] realiza um estudo dos erros causados pela quantização (tanto do sinal, como das posições de aquisição).

5.1.2 Implementação e Exemplo

A implementação da SAFT, num microcomputador de arquitetura comum, envolve um *alto custo computacional*, pois o volume de dados envolvido é grande. Tanto [Peterson 84] como [Ishii 87] desenvolveram “hardware” especial dedicado para sua implementação. [Peterson 84] implementou um sistema tempo-real com 30 quadros por segundo, utilizando transdutores “array” para fazer a varredura.

A simulação da técnica de abertura sintética envolve vários fenômenos, o que torna difícil sua realização. O volume de dados e de cálculo envolvido é muito grande, pois envolve duas dimensões. Desta forma, optou-se por fazer várias *simplificações* neste trabalho, procurando-se obter apenas uma primeira aproximação. O cálculo do sinal de eco, que representa a maior dificuldade na realização da simulação, foi feito do seguinte modo:

- adotou-se um pulso exponencial para o sinal gerado pelo transdutor, à semelhança dos casos anteriores;
- a peça foi representada por uma matriz binária de índices de reflexão (0 ou 1), de dimensão 64×64 , onde o valor unitário representa uma falha (figura 5.2 (A));
- o diagrama de radiação do transdutor foi simulado por um *cone* com o vértice na posição do transdutor e abertura angular total α ; as falhas contidas no interior do cone gerando eco, e as demais não contribuindo;
- foi suposto que a presença de uma falha não modifica o pulso que está se propagando e a atravessa, tanto num sentido como no outro (excitação e eco);
- a amplitude do eco foi dividida por um valor proporcional à distância percorrida, a fim de considerar o efeito da difração;
- a análise foi restrita ao modo bidimensional.

O sinal assim obtido (B) foi processado pela técnica da abertura sintética, resultando no sinal processado (imagem) apresentado na figura 5.2 (C). Na simulação considerou-se $\alpha = \pi/4$ (tanto para a obtenção do eco como para a fase de processamento). Na fase de processamento, só foram considerados os pontos com amplitude de eco acima de um limiar ($l = 0.007$), conforme proposto por [Doctor 86], de modo a reduzir o custo computacional¹.

A imagem que representa o método convencional (D) foi obtida simulando-se o eco gerado por um transdutor com abertura $\alpha = \pi/25$, que é próximo ao lóbulo principal de um transdutor focalizado.

Comparando os resultados, concluiu-se que, consideradas as aproximações adotadas, a técnica teve bom desempenho, motivando uma continuação desta linha de pesquisa.

5.2 Correlação Cruzada

5.2.1 Descrição da Técnica

Esta técnica consiste em emitir um pulso pseudo-aleatório de longa duração, contendo uma ampla gama de frequências (figura 5.3). Faz-se então uma *correlação cruzada* do

¹saftdemo implementa este exemplo.

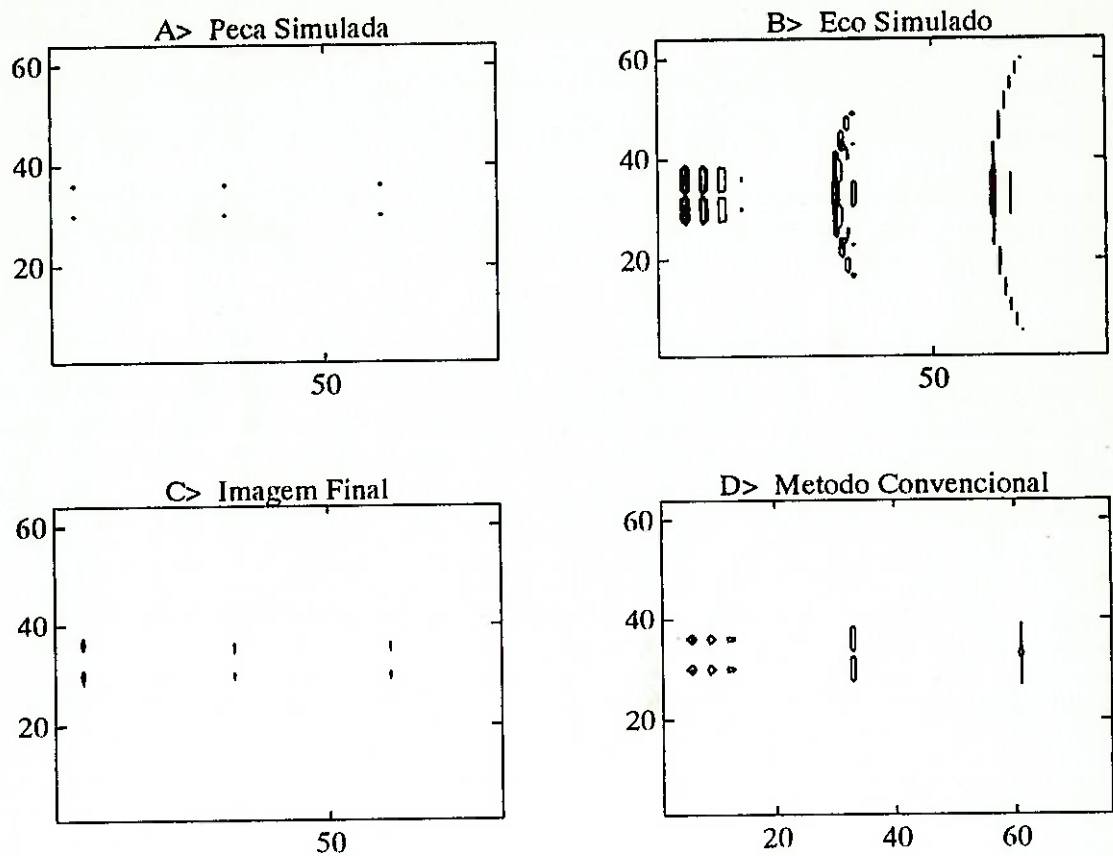


Figura 5.2: Abertura sintética. Todos os gráficos estão representados na forma de curvas de nível.

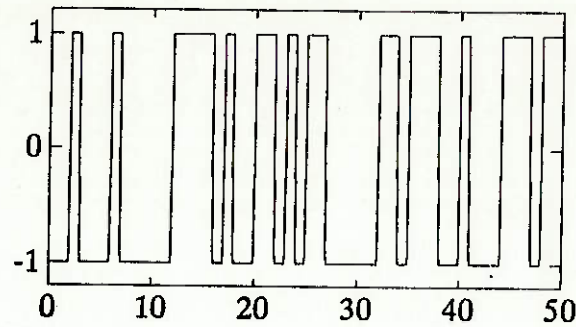


Figura 5.3: Pulso pseudo-aleatório utilizado na técnica de correlação cruzada.

signal de eco recebido pelo pulso emitido, de modo a comprimir o signal num pulso curto de alta resolução. Através desta técnica é possível melhorar a relação sinal-ruído do signal (SNR).

O valor de pico da potência acústica de um sistema é limitada. No caso de END, pelas características do circuito de excitação e do transdutor, e no caso de imagem médica, com o intuito de não prejudicar os tecidos envolvidos. Com o emprego desta técnica é possível *aumentar a relação sinal-ruído sem aumentar a potência acústica de pico emitida*. Desta forma, permite utilizar frequências maiores (maior resolução), já que o aumento da atenuação é compensado pela melhora da SNR.

A melhora da relação sinal-ruído deve-se a dois fatores: a energia no pulso é maior, já que o pulso é mais longo, e, há compressão de banda do signal [Gindre 90].

Num trabalho recente, [O'Donnell 92] mostra que deve se tomar cuidado ao empregar esta técnica, pois há geração de lóbulos laterais.

5.2.2 Implementação e Exemplo

Implementou-se a técnica da correlação cruzada². Foi gerado um pulso pseudo-aleatório de 256 amostras através do polinômio gerador $x = 1 + x^3 + x^{10}$ [Gindre 90]. Cada amostra foi expandida, dando origem a 5 amostras contíguas de mesmo valor, resultando num signal de 1280 amostras (figura 5.4(A)).

Adotando-se um pulso exponencial para o signal emitido pelo transdutor ao ser excitado por um pulso, calculou-se o signal emitido pelo transdutor neste caso (B).

A peça foi simulada pela resposta impulsiva da figura 5.4 (C). Calculou-se então o eco gerado pela peça ao ser excitada com o pulso anterior. Acrescentando ruído branco gaussiano de nível elevado obteve-se o signal de eco ruidoso (D).

Este signal foi correlacionado com o signal pseudo-aleatório, resultando no signal fil-

²ccdemo(1280,5,0.5,1e-7);

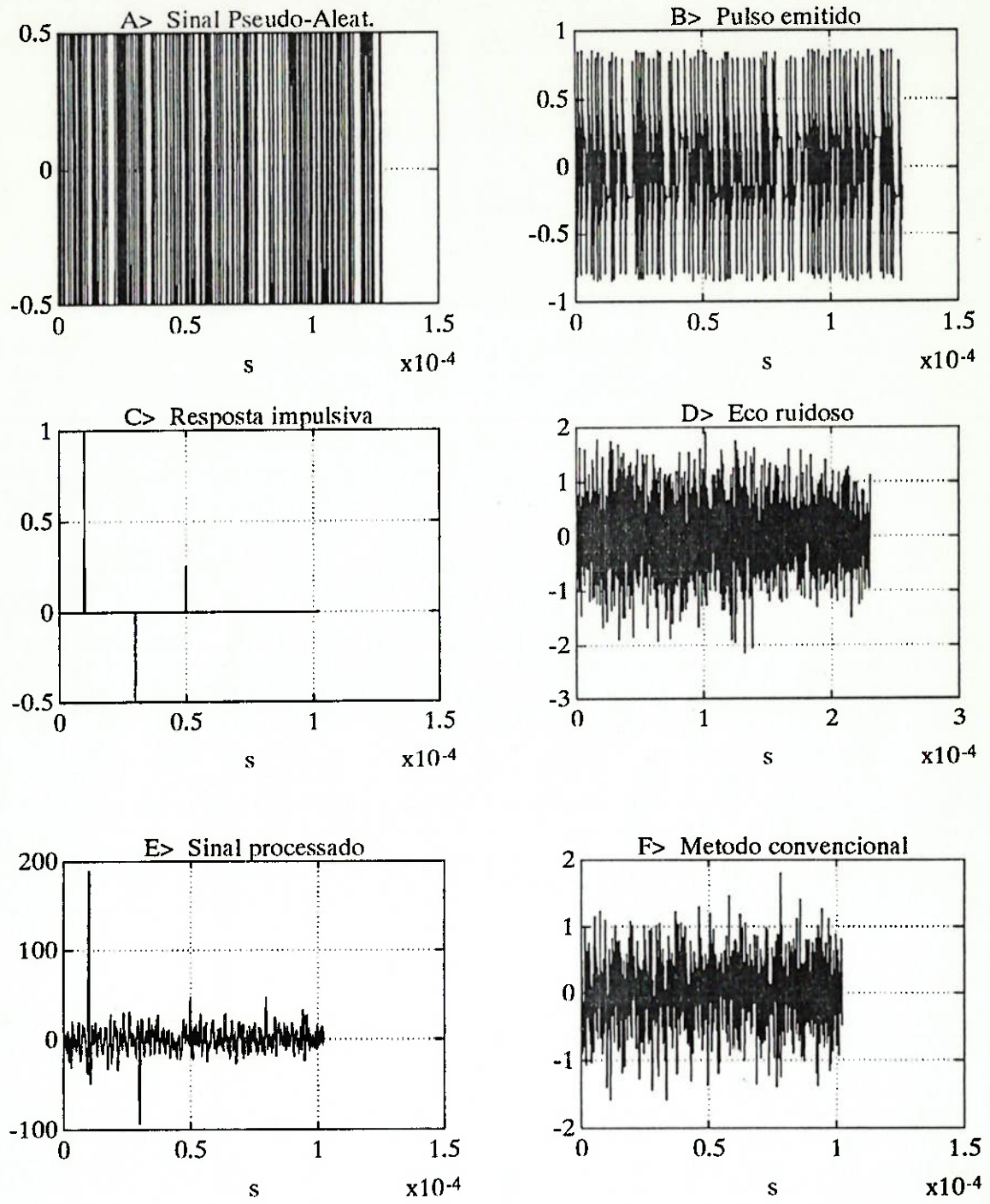


Figura 5.4: Exemplo de correlação cruzada.

trado (E).

Para avaliar o desempenho da técnica, calculou-se o eco que seria gerado pelo método convencional (pulso único de excitação), considerando os mesmos níveis de sinal e ruído (F). Percebe-se que o sinal de eco é totalmente encoberto pelo ruído neste caso. Já com o uso da técnica em questão, é possível recuperar o sinal original.

Capítulo 6

Parte Experimental

As técnicas de PDS apresentadas foram implementadas e testadas num microcomputador, utilizando o pacote [MATLAB].

Numa primeira etapa trabalhou-se com *simulações* utilizando modelos simples para considerar os pulsos emitidos pelos transdutores, ruído, efeitos da propagação e reflexão por falhas.

Numa segunda etapa, foram realizadas *experiências no Laboratório*, envolvendo corpos de prova. Os sinais de eco foram adquiridos e posteriormente processados.

6.1 Implementação das Técnicas de PDS

A implementação das técnicas apresentadas foi feita na forma de *funções* que podem ser executadas no ambiente [MATLAB].

[MATLAB] é um pacote flexível que pode ser usado em modo iterativo ou programado. Possui várias funções já implementadas como: cálculo de FFT, convolução, filtros, cálculo de filtros, etc. Estas funções são acessadas por uma simples chamada. É possível definir novas funções, com chamadas a outras funções já existentes. Permite interface com o sistema operacional. Por trabalhar em modo iterativo, a eficiência não é ótima, embora atenda bem às necessidades deste trabalho.

As funções implementadas têm como argumento os sinais a serem processados, sua frequência de amostragem, e os parâmetros do processamento apresentados nos capítulos anteriores. Vários resultados parciais são apresentados na tela do microcomputador durante o processamento, tais como: espectro de frequência dos filtros, referências filtradas, etc., que permitem selecionar parâmetros ótimos com facilidade.

As instruções para a utilização destas funções, bem como suas listagens, encontram-se

no apêndice C¹.

Alguns resultados obtidos nas simulações foram confrontados com resultados fornecidos pelo pacote [UDASP].

[UDASP] (“Ultrasonic Data Acquisition and Signal Processing”) é um pacote específico para ultra-som, com várias técnicas de PDS para ENDUS já implementadas, como alguns tipos de deconvolução, separação espectral e outros. Embora também seja um sistema flexível, não traz a mesma flexibilidade e facilidade de uso que [MATLAB]. Por ser um sistema fechado, não permite acesso às rotinas de PDS já implementadas. Possui interface direta para o Kit TCR-180², tornando possível realizar um sistema que faça aquisições e processe os dados em seguida de forma repetitiva, “quase tempo-real”.

Optou-se por utilizar preferencialmente o pacote [MATLAB] pela sua flexibilidade e por permitir efetuar modificações nas implementações das técnicas, permitindo analisar as suas conseqüências.

6.2 Simulações

As simulações foram realizadas a fim de:

- verificar a *implementação correta* das técnicas;
- verificar a influência da introdução de *ruído no modelo do eco*. Adicionou-se ruído branco gaussiano ao sinal de eco. Numa situação real, o ruído sempre está presente;
- estudar a influência da introdução de *ruído no sinal de referência*. Foi adicionado ruído branco gaussiano ao sinal de referência. Embora este tipo de análise não tenha sido encontrada na literatura, julgou-se ser necessária, já que não é possível fazer uma medida exata da referência;
- avaliar a influência da *variação dos parâmetros de entrada* na aplicação das várias técnicas, de forma a desenvolver métodos para a seleção dos mesmos. A escolha dos parâmetros influencia sobremaneira o desempenho das técnicas;
- avaliar o *desempenho* das técnicas, ou seja, a melhoria da resolução axial, a melhoria da relação sinal-ruído, e como estes contribuem para a melhoria do sistema como um todo.

Foram adotadas as seguintes *simplificações*:

¹Estas e outras funções desenvolvidas neste trabalho estão disponíveis em disquete. Os interessados devem contactar o autor.

²*Kit UltraOptec TCR-180*: consiste numa placa que é inserida no microcomputador, contendo: pulsador e amplificador de potência, circuito de desacoplamento, amplificador, atenuador, e circuito de amostragem de 1 Gsamples/s (modo repetitivo) com conversor A/D.

- Para modelar o *pulso emitido* pelo transdutor foi utilizado o *pulso exponencial* dado por [UDASP]:

$$S_E(t) = t^\alpha \exp(-\beta t) \sin(2\pi ft), \quad (6.1)$$

onde α e β são parâmetros arbitrários;

- Assumiu-se que as interfaces e falhas são *refletores perfeitos*, gerando uma forma de onda refletida igual à incidente. Sabe-se que isto não ocorre na prática [Gericke 63, Weight 84, Weight 92, Chen 88, Chen 91, Hutchins 90], embora possa ser usado como uma primeira aproximação. Considerou-se que os transdutores têm função de transferência unitária na recepção, não deformando os pulsos. Assim, a forma de onda do sinal de eco simulado é igual à do pulso emitido;
- Não foram consideradas perdas como atenuação, dispersão, etc., nos modelos;
- Adotou-se o modelo de *ruído branco gaussiano* (Apêndice B) nas análises das técnicas de deconvolução, separação espectral e correlação cruzada;
- A velocidade de propagação do som foi considerada constante, sendo o meio homogêneo.

6.3 Experiências Realizadas no Laboratório

Foram realizadas experiências utilizando corpos de prova desenvolvidos no Laboratório.

6.3.1 Corpos de Prova

Foram utilizados blocos de alumínio e aço inoxidável, realizando furos nos mesmos, a fim de simular falhas conhecidas.

Os blocos desenvolvidos são (figura 6.1):

1. bloco de alumínio com um furo passante próximo a uma das faces laterais, simulando um defeito próximo à superfície;
2. bloco de alumínio com dois furos próximos, simulando duas falhas próximas distintas;
3. chapa de alumínio;
4. bloco de aço inoxidável, material que contém grãos em sua composição.

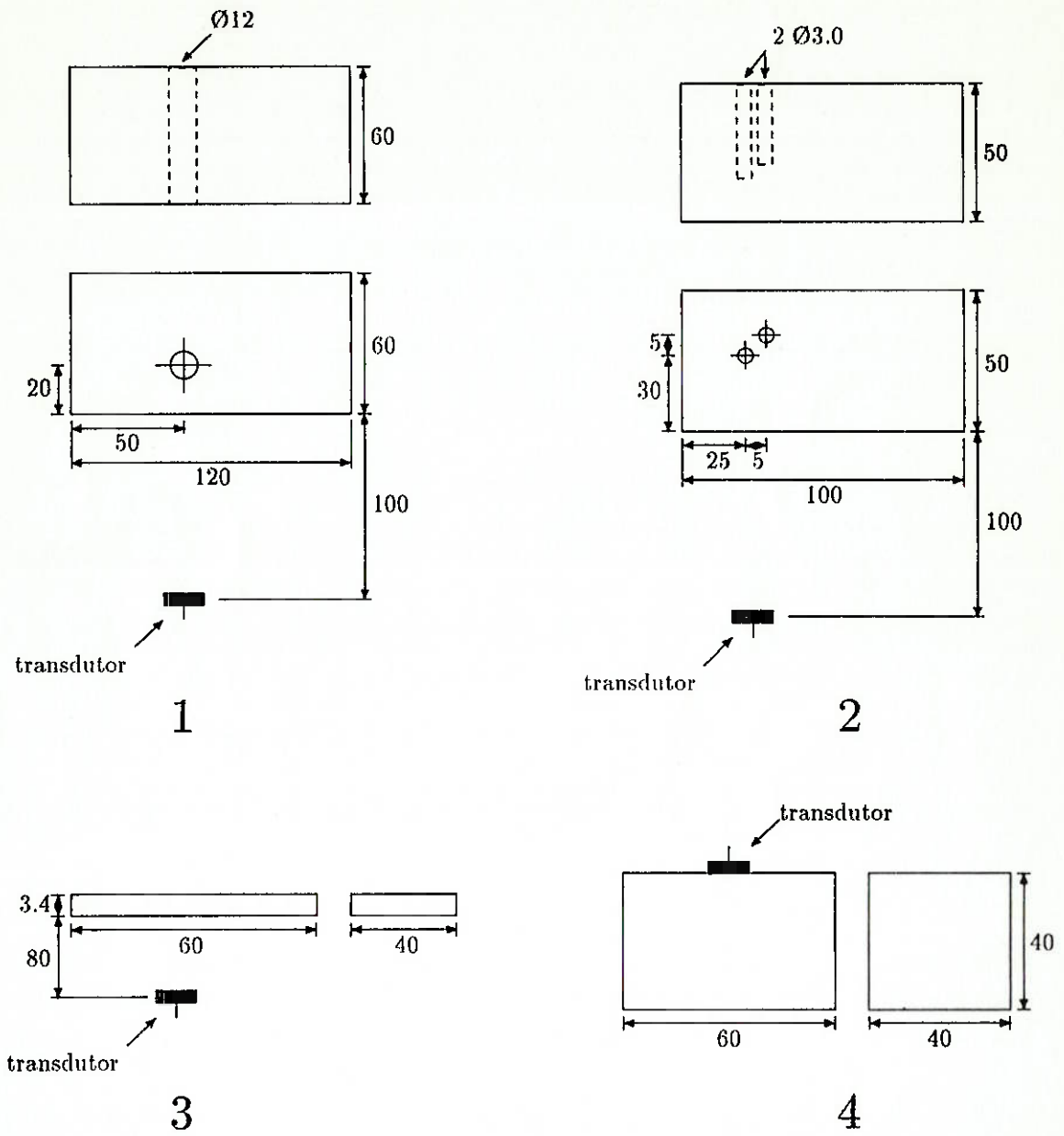


Figura 6.1: Corpos de prova desenvolvidos e posição dos transdutores nos ensaios realizados.

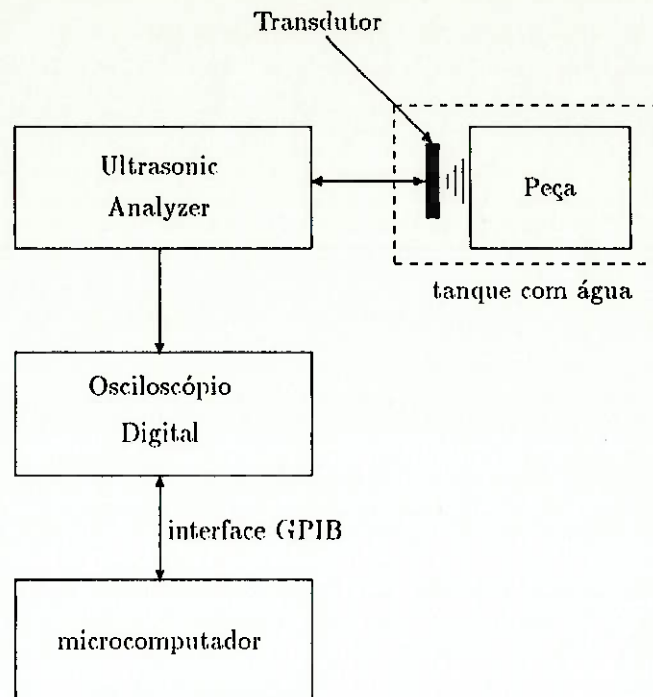


Figura 6.2: Aparato experimental utilizado nas experiências.

6.3.2 Aparato Experimental

A instrumentação utilizada nas experiências está representada na figura 6.2, constando de:

- *“Ultrasonic Analyzer” Panametrics 5052UA*: contém um gerador de pulsos de energia regulável, amplificador de potência, circuito de desacoplamento, amplificador “gated”, filtro passa-altas com frequência de corte regulável, atenuador e circuito detector de pico;
- *Transdutor*: responsável por transformar os sinais elétricos em pulsos mecânicos e vice-versa. Foram utilizados os transdutores de END Panametrics 10MHz \varnothing 19mm; de imagem médica KB-Aerotech 5MHz \varnothing 6mm, 3.5MHz \varnothing 19mm, 2.25MHz \varnothing 13mm, e, 1.6MHz \varnothing 19mm;
- *Osciloscópio Digital Tektronix 2232, 100MHz*: para aquisição dos dados. Possui interface GPIB para transferência dos sinais adquiridos;
- *Microcomputador PC-AT-486*: para armazenagem e processamento dos dados;
- *Tanque Acústico*: cuba de acrílico contendo água, para a realização das experiências sem acoplamento direto.

Foi implementado um programa (GSHOW) para fazer aquisições de sinais (através de osciloscópios GPIB) dentro do ambiente [MATLAB]. O programa GSHOW é bastante flexível, permitindo enviar comandos ao osciloscópio e receber dados deste, que podem ser armazenados em arquivos. Pode ser programado para vários tipos de aquisição, e ainda funcionar em modo iterativo para depurar programas.

Capítulo 7

Resultados

7.1 Técnicas de Deconvolução

Utilizando-se os corpos de prova 1, 2 e 3 na configuração apresentada na figura 6.1 (acoplamento pela água — imersão), e a instrumentação da figura 6.2 foram adquiridos sinais de eco¹.

Para obter-se o sinal de *referência*, utilizou-se um bloco maciço de alumínio de dimensões 60x60x100mm a uma distância de 100mm do transdutor (imersão em água), tomando-se o primeiro eco (correspondente à face frontal) como sinal de referência para as experiências.

Processamento dos Sinais

Os sinais de eco dos corpos de prova foram processados utilizando-se as três técnicas vistas.

Para o *filtro de Wiener* fez-se a escolha do nível estimado de ruído Q através do processamento do próprio sinal de referência, utilizando-se os critérios descritos na seção 3.2.3. Em seguida, os sinais de eco foram processados utilizando-se o filtro assim calculado.

Para a *identificação de sistemas*, o ajuste da taxa de subamostragem D foi feito pela análise do espectro de frequências do sinal de referência (seção 3.3.3).

No caso do *filtro de conformação*, D foi escolhido de forma análoga ao caso anterior (seção 3.4.3). Para o pulso desejado $d[n]$ foram analisados os pulsos gaussiano e duplo gaussiano, sendo que o atraso τ , a largura do pulso σ , a defasagem do pulso duplo gaussiano ξ , e o comprimento do filtro L foram convenientemente escolhidos. O desempenho de cada um foi avaliado através da análise do sinal de referência filtrado pelo filtro calculado

¹Os sinais foram armazenados no arquivo `s.mat`. Para carregá-los na memória, use `load s`.

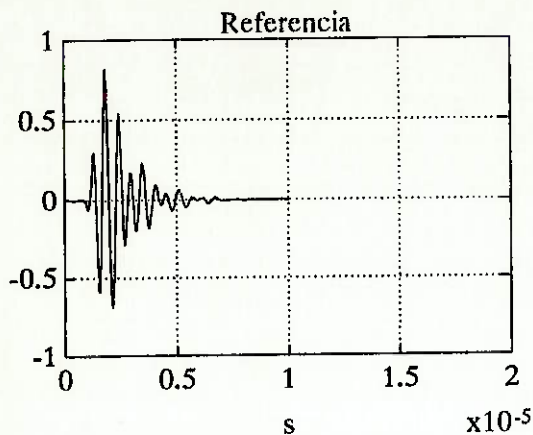


Figura 7.1: Sinal de referência para o transdutor de 1.6MHz.

($c[n]$). Verificou-se que o pulso duplo gaussiano apresentou sempre melhor desempenho que o gaussiano.

7.1.1 Experiência 1

Utilizando-se um transdutor não focalizado de frequência central 1.6MHz (Funbec/KB-Aerotech) iluminando o bloco maciço de alumínio, obteve-se o sinal de referência² (figura 7.1). O período de amostragem utilizado foi $T = 50\text{ns}$.

Em seguida o bloco maciço foi substituído pelo corpo de prova 1, obtendo-se o sinal de eco³ (figura 7.2 – A). O eco devido ao furo é confundido com o eco devido à superfície, que tem amplitude bem maior que o primeiro. O atraso entre os dois ecos é dado por: $\Delta t = 2x/v$, onde x é a distância entre as estruturas e v a velocidade de propagação da onda no alumínio. Neste caso, $\Delta t = 4.5\mu\text{s}$.

Utilizando $Q = 1$ para a determinação do *filtro de Wiener*, obteve-se o sinal de eco deconvoluído⁴ (B). Nota-se que o eco devido ao furo pode ser observado no sinal deconvoluído, embora apareçam outros pulsos espúrios, devido ao erro de aproximação do filtro. Estes pulsos espúrios também aparecem quando o filtro é utilizado para filtrar o sinal de referência⁵, sendo um erro característico desta técnica. A amplitude dos pulsos espúrios é proporcional à amplitude do eco devido à face.

Escolhido $D = 3$ (frequência de Nyquist de 3.3MHz), fez-se a *identificação de sistemas* para o sinal de eco⁶ (C). Neste caso o eco devido ao furo também pode ser facilmente observado. Além disso, é possível determinar com boa precisão a localização do mesmo. Aparece ruído de alta frequência no sinal deconvoluído, o que é característico desta técnica.

² $T=5e-8$; $\text{tplot}(s01,T)$;

³ $\text{tplot}(s11,T,0,20e-6)$;

⁴ $\text{tplot}(\text{wienerp}(s01,T,1,s11),T,0,20e-6)$;

⁵ $\text{tplot}(\text{wienerp}(s01,T,1,s01),T,0,20e-6)$;

⁶ $\text{tplot}(\text{idsist}(s01,T,s11,3),3*T,0,20e-6)$;

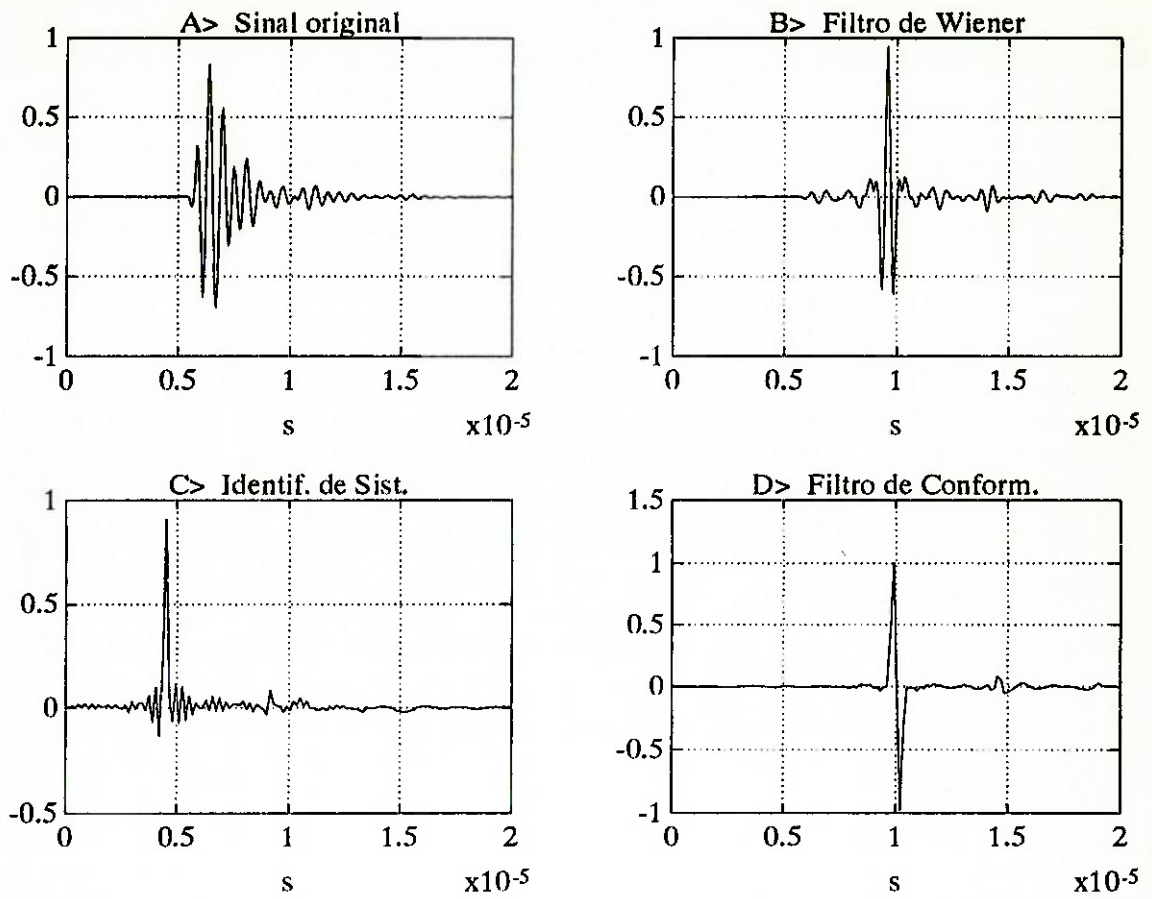


Figura 7.2: Experiência 1.

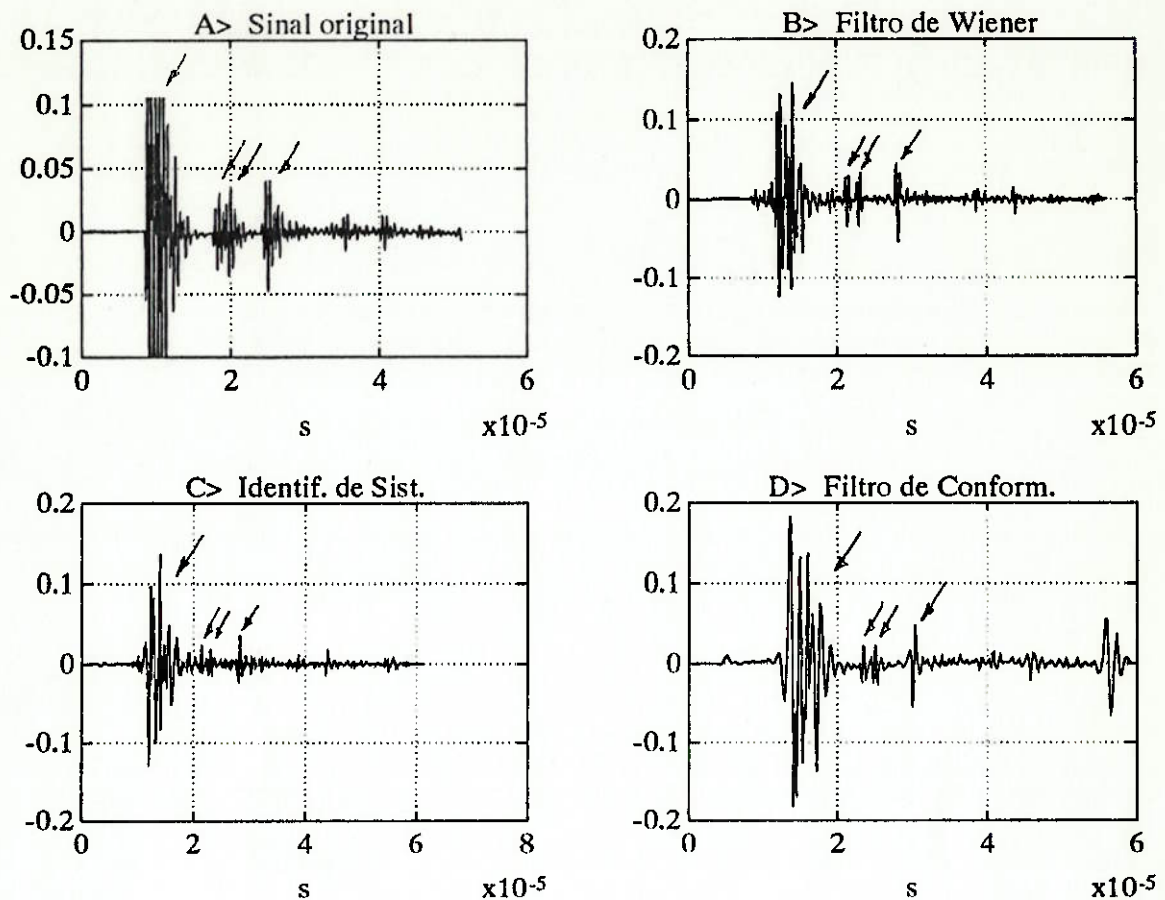


Figura 7.3: Experiência 2.

No caso do *filtro de conformação*, utilizando $D = 3$, e um pulso duplo gaussiano ($\tau = 4.8\mu\text{s}$, $\sigma = 150\text{ns}$, $\xi = 300\text{ns}$, $L = 9.6\mu\text{s}$), obteve-se o sinal deconvolvido⁷ (D). Neste caso, o sinal devido ao furo é bem evidenciado.

7.1.2 Experiência 2

Utilizando a montagem anterior, o corpo de prova 1 foi substituído pelo corpo de prova 2, e o novo sinal de eco foi adquirido⁸ (figura 7.3 – A). Nota-se o eco devido à primeira face (de amplitude muito grande, estando o sinal saturado), devido aos furos (não sendo possível distinguir que trata-se de duas estruturas), e o eco da face posterior da peça. Na figura 7.4 aparece o mesmo sinal, porém truncado na região de interesse, que corresponde ao interior da peça, englobando o eco devido à face posterior. O atraso entre os ecos devidos aos dois furos é de $\Delta t = 1.6\mu\text{s}$.

⁷tplot(fconfp(s01,T,3,pd1,s11),3*T,0,20e-6);

⁸tplot(s21,T);

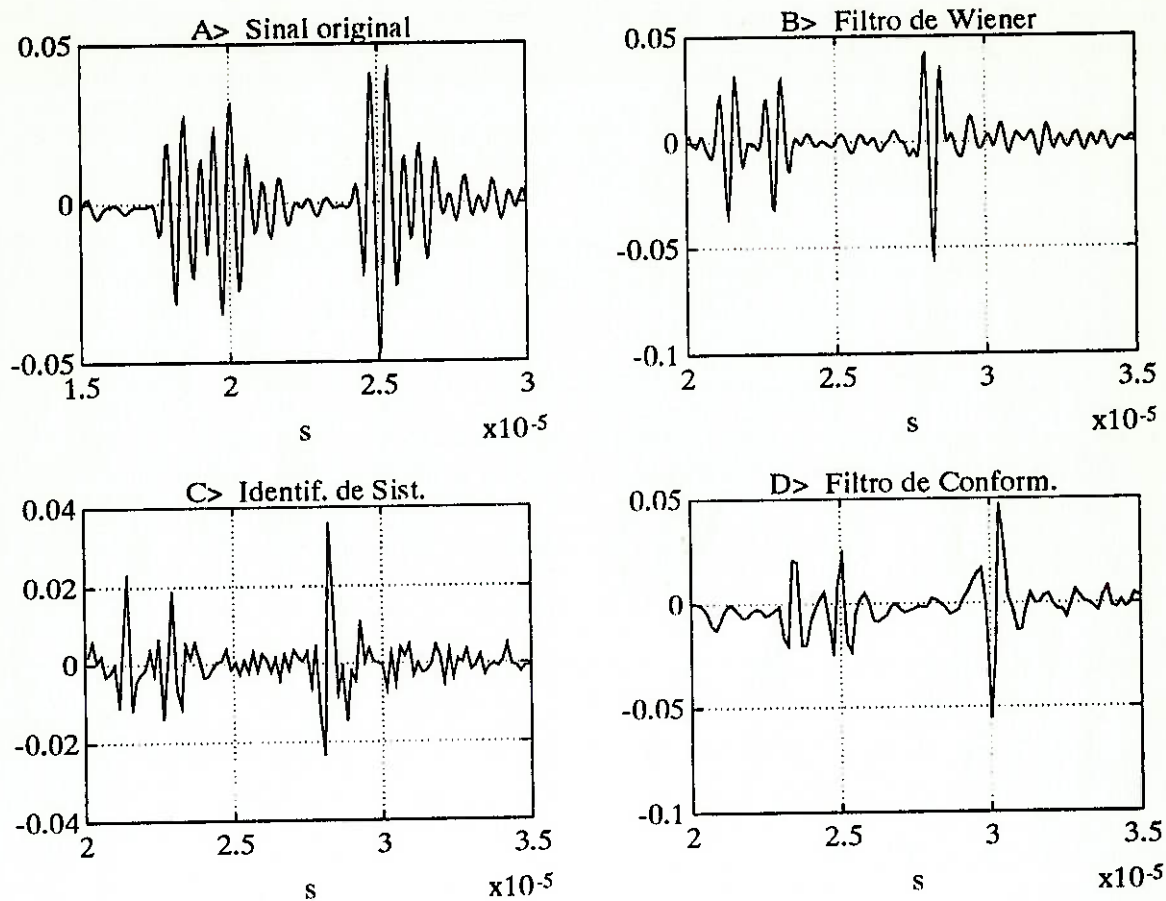


Figura 7.4: Sinais da figura anterior, tomando-se apenas a região de interesse dos mesmos.

Utilizando $Q = 1$ para a determinação do *filtro de Wiener*, obteve-se o sinal de eco deconvolvido⁹ (B). Nota-se que os ecos devidos aos furos podem ser bem diferenciados, constatando-se a melhora na resolução. Percebe-se também que é possível avaliar a distância entre os furos com boa precisão.

Tomando-se $D = 3$, como no exemplo anterior, calculou-se o sinal deconvolvido pela técnica de *identificação de sistemas*. O sinal obtido¹⁰ apresentou ruído de alta e baixa frequências, sendo difícil reconhecer o sinal original. Este efeito deve-se à saturação do sinal. Utilizou-se então um filtro passa-faixas de Butterworth de quinta ordem para filtrar o sinal de eco (saturado) antes de aplicar a técnica de deconvolução¹¹. A banda de passagem do filtro (0.5MHz a 8MHz) foi escolhida de forma a abranger a região de operação do transdutor. O novo sinal deconvolvido¹² (C) não apresenta as componentes de baixa frequência. É possível distinguir os ecos devido aos furos e à face posterior, sendo possível avaliar as distâncias entre eles. Novamente aparece ruído de alta frequência.

No caso do *filtro de conformação*, utilizando-se os mesmos parâmetros da experiência anterior obteve-se o sinal deconvolvido¹³ (D). Também neste caso a melhoria da resolução é evidenciada.

A figura 7.4 apresenta um “zoom” dos sinais da figura 7.3, abrangendo apenas a região de interesse¹⁴.

É interessante notar que na técnica de deconvolução, a saturação de uma região do sinal não prejudica o sinal deconvolvido correspondente a outras regiões do sinal. Assim, o efeito da saturação só é percebido no sinal deconvolvido na região correspondente à saturação.

7.1.3 Experiência 3

Utilizando-se a mesma instrumentação dos casos anteriores, porém com um transdutor focalizado (medium focus) de frequência central 2.25MHz (Funbec/KB-Aerotech), tomou-se o novo sinal de referência para o bloco maciço¹⁵ (figura 7.5). Utilizando o corpo de prova 3 (chapa de alumínio), adquiriu-se o novo sinal de eco. Nesta experiência utilizou-se período de amostragem $T = 10\text{ns}$.

Um pulso de ultra-som que atinge uma chapa imersa num líquido sofre *reflexões múltiplas* no seu interior. A resposta impulsiva esperada é do tipo apresentado na figura 7.6. Desta forma, analisar o eco proveniente de uma chapa é um problema semelhante ao de END, podendo ser empregada a técnica de deconvolução.

⁹wienerp(s01,T,1,s21);

¹⁰idsist(s01,T,[zeros(1,100),s21,zeros(1,100)]),3);

¹¹[B,A]=butter(5,[0.05,0.8]); temp=filter(B,A,[zeros(1,100),s21,zeros(1,100)]);

¹²idsist(s01,T,temp,3);

¹³fconfp(s01,T,3,pd1(1:54),s21);

¹⁴Obtido através da escolha conveniente de parâmetros na função tplot.

¹⁵T=1e-8; tplot(s31,T,0,1e-5);

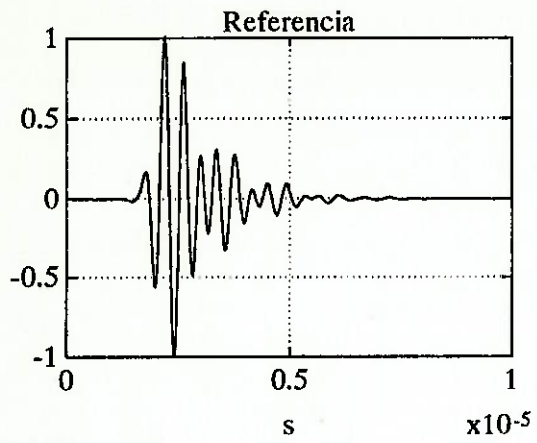


Figura 7.5: Sinal de referência para o transdutor de 2.25MHz.



Figura 7.6: Resposta impulsiva esperada para uma chapa.

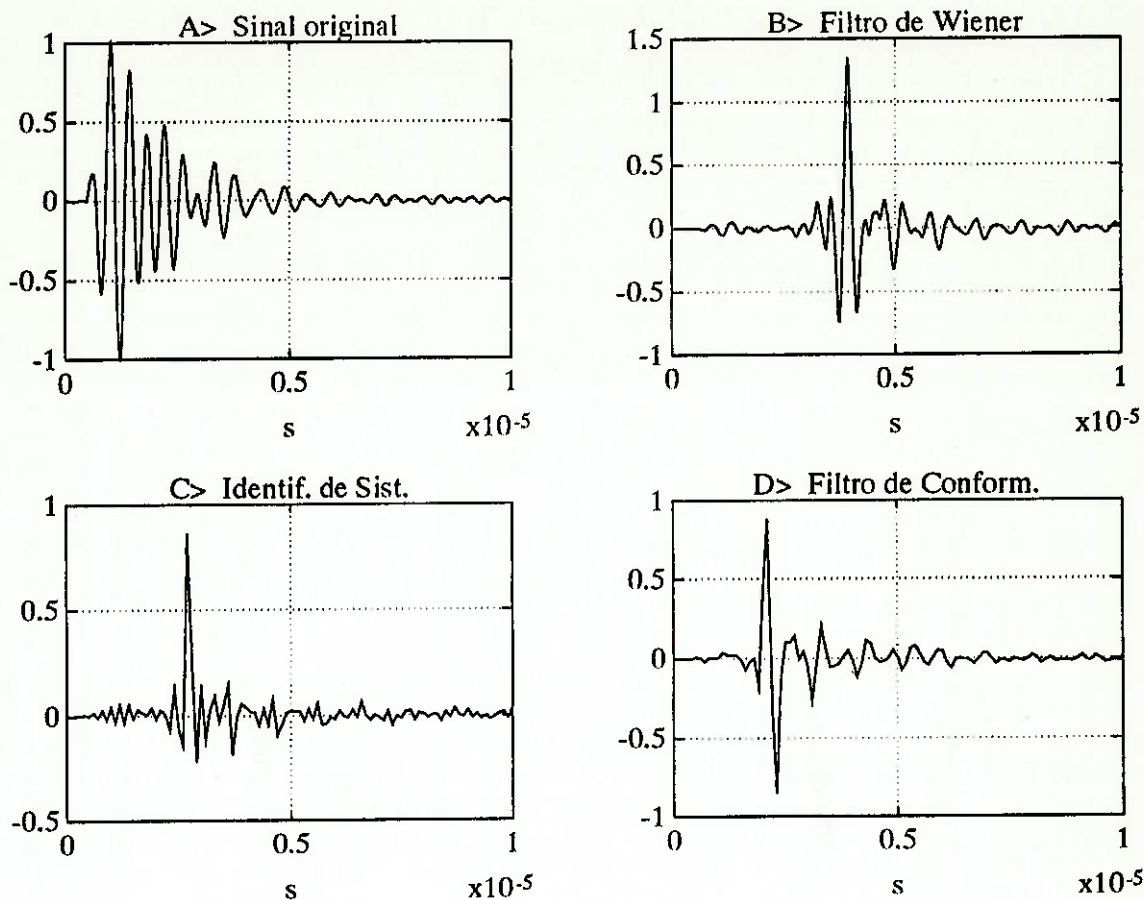


Figura 7.7: Experiência 3.

O sinal de eco obtido para a chapa¹⁶ (figura 7.7 - A) é muito semelhante ao sinal da referência, não sendo possível estimar a espessura da chapa pela simples observação do sinal de eco. O atraso esperado entre ecos sucessivos é de $\Delta t = 1.1\mu\text{s}$.

Aplicando-se a técnica do *filtro de Wiener* ($Q = 7$), obteve-se o sinal deconvolvido¹⁷ (B), sendo possível observar os ecos sucessivos.

Sendo $D = 10$ (frequência de Nyquist de 5MHz), fez-se a *identificação de sistemas*, resultando no sinal deconvolvido¹⁸ (C), sendo novamente possível distinguir os ecos desejados.

No caso do *filtro de conformação*, utilizando $D = 10$, e um pulso duplo gaussiano ($\tau = 2.2\mu\text{s}$, $\sigma = 100\text{ns}$, $\xi = 200\text{ns}$, $L = 4.5\mu\text{s}$), obteve-se o sinal deconvolvido¹⁹ (D). Neste caso, os ecos são bem evidenciados.

¹⁶`tplot(s32,T,0,1e-5);`

¹⁷`tplot(wienerp(s31,T,7,s32),T,0,1e-5);`

¹⁸`tplot(idsist(s31,T,[zeros(1,400),s32,zeros(1,400)],10),10*T,0,1e-5);`

¹⁹`tplot(fconfp(s31(100:550),T,10,pd1(10:55),s32),10*T,0,1e-5);`

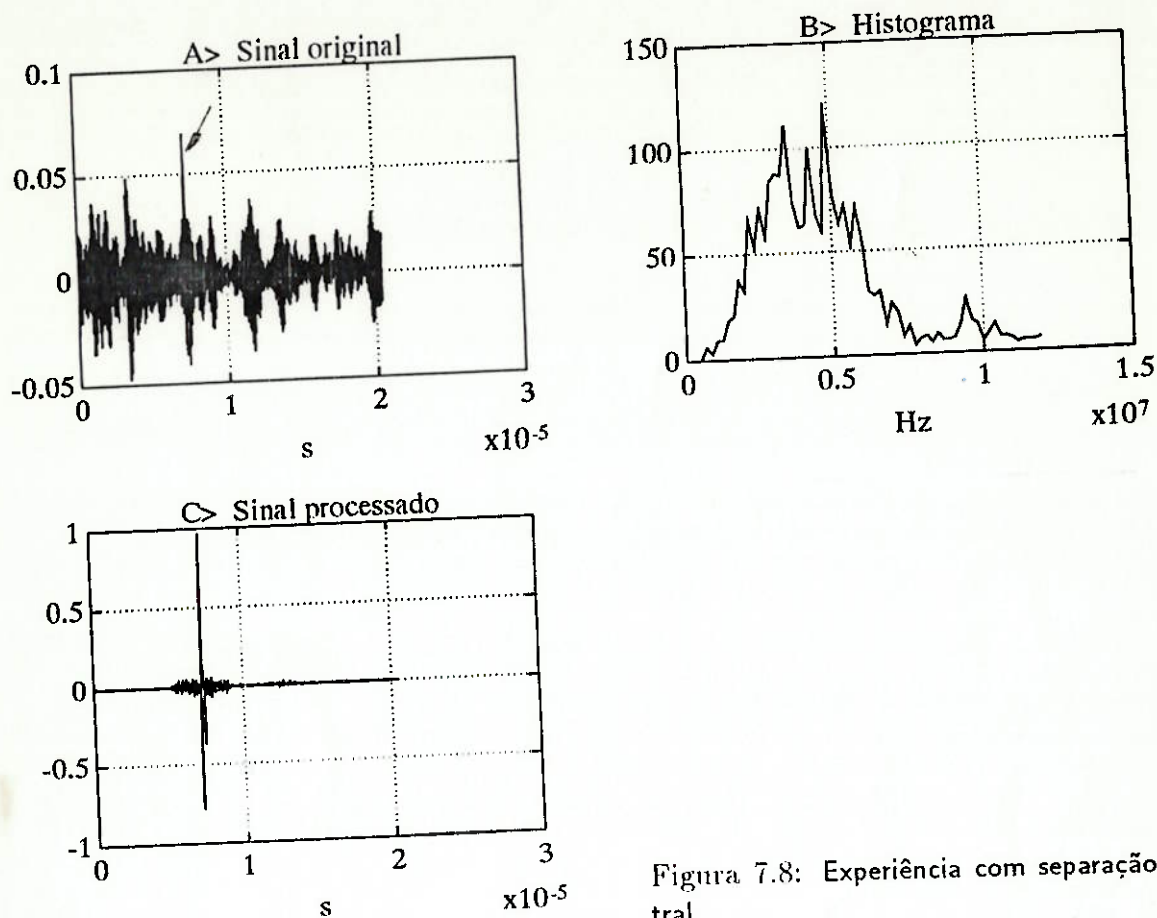


Figura 7.8: Experiência com separação espectral.

7.2 Separação Espectral

Utilizando um transdutor de frequência central de 10MHz e diâmetro 19mm (Panametrics A315), em modo acoplamento direto através de uma película de vaselina, fez-se um ensaio pulso-eco do corpo de prova 4 (aço inoxidável), utilizando frequência de amostragem $T = 100\text{MHz}$. O sinal de eco adquirido foi então truncado de forma a eliminar a região correspondente à zona-morta²⁰ (figura 7.8 - A). O eco devido à face posterior da peça é totalmente encoberto pelo ruído devido aos grãos do material. O atraso deste pulso é de $\Delta t = 2x/v - \Delta t_{tr}$, onde Δt_{tr} é devido ao truncamento. Neste caso, $\Delta t = 8.2\mu\text{s}$.

O sinal de eco foi multiplicado por uma janela de Hamming e processado pela técnica de separação espectral, sendo $B = (0.49-12.6)\text{MHz}$, $\Delta f = 0.19\text{MHz}$, $b = 0.39\text{MHz}$ ²¹. O sinal obtido apresentou certa melhoria na relação sinal-ruído, embora ainda fosse difícil distinguir o eco da face.

²⁰ $T=1e-8$; `tplot(s41,T)`;

²¹ `[tmp,hist]=ssp(hw(s41)',T,0.49e6,12e6,0.19e6,0.39e6)`;

CAPÍTULO 7. RESULTADOS

Utilizando-se o método adaptativo proposto por [Li 92], verificou-se no histograma²² (figura 7.8 - B) que a banda (3dB) de maior relação sinal-ruído do sinal é de $B = (2.84-4.99)$ MHz. Realizou-se então novo processamento do sinal original (multiplicado pela janela de Hamming), utilizando a nova banda B , ($\Delta f = 0.061$ MHz, $b = 0.361$ MHz), obtendo-se o sinal filtrado²³ (C). O aumento da relação sinal-ruído é evidente.

²²plot(0.49e6:0.19e6:12e6, hist);

²³tplot(ssp(hw(s41)'), T, 2.84e6, 4.99e6, 0.061e6, 0.361e6), T);

Capítulo 8

Discussão e Conclusões

As técnicas de PDS estudadas foram implementadas e verificadas através de simulações e experiências no laboratório.

8.1 Técnicas de Deconvolução

As simulações foram úteis no *desenvolvimento dos métodos para a escolha dos parâmetros de processamento*, propostos neste trabalho. A literatura, de uma forma geral, descreve as técnicas dando sua apresentação teórica e exemplos (simulações e resultados experimentais), não dando orientação sobre a forma de escolha dos parâmetros. Muitas vezes a escolha correta dos parâmetros influencia sobremaneira o desempenho destas técnicas. Os métodos aqui propostos foram utilizados na fase experimental, apresentando bons resultados.

Os métodos apresentados envolvem apenas o conhecimento do sinal de referência, não levando em consideração características dos sinais de eco das peças em teste.

Os corpos de prova utilizados representam situações reais como falhas próximas a superfícies (corpo de prova 1) e falhas próximas a estruturas conhecidas (por exemplo, uma falha próxima a um furo usinado numa peça — corpo de prova 2). Ambos os casos são difíceis de serem detectados através do uso de técnicas convencionais.

A técnica de deconvolução mostrou-se bastante apropriada para melhorar a *resolução* e a *detectabilidade* dos sistemas de ENDUS.

A técnica de deconvolução pode ser também utilizada na medida da espessura de chapas finas (corpo de prova 3). Um exemplo de aplicação deste tipo de ensaio é a inspeção de tubos.

Foi observado que a não linearidade introduzida pela *saturação* numa região do sinal não afeta o sinal deconvoluído correspondente a outras regiões. Isto permite o uso de uma

amplificação maior dos sinais de eco, diminuindo o erro introduzido pela discretização na amostragem, dispensando, em alguns casos, o uso de um amplificador logarítmico. Este é um fenômeno comum nos ensaios sem acoplamento direto (por imersão), pois o eco devido à superfície da peça tem geralmente amplitude muito maior que o eco devido às falhas. Note-se que este tipo de procedimento impede a detecção de falhas próximas à superfície da peça.

Verificou-se também que o *truncamento* dos sinais antes do processamento com a finalidade de eliminar-se o eco de grande amplitude, devido à superfície da peça, pode levar a grandes erros nos sinais processados. O sinal processado torna-se, às vezes, irreconhecível, havendo inclusive o surgimento de pulsos espúrios. Uma possível explicação para este fato é que o truncamento gera um pulso, devido à descontinuidade do sinal, e este pulso, quando filtrado, dá origem a um pulso no sinal processado.

O uso de *janclas* (de Hamming e outras) não se mostrou eficiente para eliminar o efeito devido ao truncamento do sinal, pois elas introduzem grandes distorções no domínio do tempo. Estas distorções comprometem o desempenho das técnicas de deconvolução.

No caso do filtro de conformação, o uso do *pulso duplo gaussiano*, proposto neste trabalho, apresentou desempenho melhor que outros tipos de pulso encontrados na literatura (como o pulso de Dirac e o pulso gaussiano). Isto pode ser compreendido através da análise destes pulsos no domínio das frequências. O pulso de Dirac apresenta banda muito extensa, cobrindo desde as baixas até as altas frequências, o que ocasiona uma amplificação demasiada do ruído na região de frequências em que o transdutor não opera. O pulso gaussiano (proposto por [Treitel 66]), por apresentar uma banda com característica passa-baixas, atenua a amplificação das componentes do sinal de eco de alta frequência. No entanto, as componentes de baixa frequência continuam presentes no sinal. O pulso *duplo gaussiano* elimina também esta região, por ter uma característica passa-faixas.

Comparação das Técnicas de Deconvolução

Fez-se uma *comparação do desempenho das técnicas de deconvolução* (tabela 8.1) em termos qualitativos. Este estudo levou em conta tanto os resultados obtidos através das simulações como os resultados experimentais. A análise feita por [Hayward 89b] considera apenas resultados obtidos através de simulações.

Foram considerados vários fatores na comparação, como: complexidade da implementação, custo computacional, quantidade de parâmetros a escolher, sensibilidade à variação nos valores dos parâmetros, facilidade da escolha de parâmetros convenientes, e desempenho da técnica.

Característica	<i>Filtro de Wiener</i>	<i>Identificação de Sistemas</i>	<i>Filtro de Conformação</i>
Complexidade da implementação	baixa	média	média
Custo computacional	baixo custo $(N \log N)$	alto custo (N^2)	alto custo no cálculo do filtro (N^2) ; e baixo custo na filtragem $(N \log N)$
Parâmetros a escolher	Q	D	D, τ, σ, ξ, L
Sensibilidade à variação dos parâmetros	pouco sensível	muito sensível	média sensibilidade
Facilidade da escolha dos parâmetros	fácil	fácil	difícil
Desempenho	regular	bom	muito bom

Tabela 8.1: Tabela comparativa das técnicas de deconvolução.

8.2 Separação Espectral

Esta técnica foi *implementada e verificada*, tanto através de simulações como experimentalmente.

Os resultados obtidos mostraram que a técnica é de grande utilidade no ensaio de materiais com *grãos* em sua estrutura. Nestes materiais, o sinal de eco é corrompido pelo eco devido aos grãos. Através do emprego deste tipo de processamento é possível isolar o eco devido à estrutura (superfícies, furos, falhas, etc.), melhorando consideravelmente a relação-sinal-ruído.

O *método adaptativo* para a escolha dos parâmetros de processamento, proposto por [Li 92] mostrou bom desempenho, havendo considerável melhoria na relação-sinal-ruído. Este método é bastante útil, pois a técnica é bastante sensível à escolha correta dos parâmetros, em especial à banda *B* do sistema.

8.3 Outras Técnicas

Foram implementadas e simuladas as técnicas de *abertura sintética* — *SAFT* e *correlação cruzada*, obtendo-se bons resultados iniciais, motivando a continuidade das pesquisas.

A implementação da técnica de *abertura sintética* envolve o desenvolvimento de “hardware” com arquitetura especial. Neste trabalho foram feitas uma série de simplificações de modo a implementá-la num microcomputador de arquitetura convencional, a fim de verificar seu desempenho.

A utilização da técnica de *correlação cruzada* envolve a geração de pulsos com forma de onda desejada. O Laboratório atualmente não dispõe da instrumentação necessária para obter-se este efeito. Apesar disso, é possível realizar-se uma implementação relativamente simples através de “hardware” dedicado.

8.4 Conclusões

Foram estudadas várias técnicas de PDS para ENDUS. Estas técnicas permitem melhorar algumas características dos sistemas de ENDUS, tais como: resolução, detectabilidade, relação-sinal-ruído, profundidade de foco, etc.

Cada técnica presta-se para compensar um tipo de limitação, não havendo uma técnica que “resolva todos os problemas”.

Assim, a técnica de *deconvolução* presta-se para melhorar a resolução e a detectabilidade de sistemas, sendo usada na detecção de falhas próximas a superfícies ou próximas

a estruturas refletoras conhecidas (como furos, entalhes, etc.). Pode também ser utilizada na medida de espessura de chapas finas.

Já a técnica de *separação espectral* permite melhorar a relação-sinal-ruído no ensaio de materiais com grãos.

A técnica de *abertura sintética* permite aumentar a profundidade de foco de imagens.

A técnica da *correlação cruzada* permite melhorar a relação-sinal-ruído dos sistemas de ENDUS.

A técnica de *deconvolução* pode ser implementada através de várias formas, tendo sido estudadas três delas. Foi feita uma comparação do desempenho das mesmas segundo critérios como desempenho, facilidade de uso, etc.

Uma das maiores dificuldades na aplicação destas técnicas está na *escolha dos parâmetros de processamento* das mesmas. Neste trabalho foram propostos métodos para facilitar o processo de escolha.

As técnicas estudadas neste trabalho foram implementadas e verificadas através de simulações e experiências conduzidas no laboratório.

Durante a realização deste trabalho, foi desenvolvida uma *biblioteca de funções* relacionadas à aquisição e processamento de sinais, voltada para laboratórios de ultra-som [Simon 93]. Estas funções serão utilizadas em trabalhos futuros, sendo que algumas destas funções já estão sendo utilizadas, inclusive em outros projetos do Laboratório.

8.5 Propostas para Trabalhos Futuros

Este trabalho abriu a possibilidade para várias linhas de pesquisa, dada a sua generalidade e abrangência. As linhas de interesse imediato no Laboratório são:

- aplicação das técnicas de deconvolução na medida de espessura de chapas finas, especialmente voltada para o ensaio de oleodutos;
- adaptação das técnicas apresentadas para imagens B-scan, e verificação do seu desempenho;
- implementação do "hardware" necessário para o desenvolvimento experimental da técnica de correlação cruzada e verificação do potencial de sua aplicação, especialmente na área biomédica.

Capítulo 9

Revisão Bibliográfica

Ensaaios Não Destrutivos e Ensaaios Não Destrutivos por Ultra-Som

Muitos textos cobrem a área de *ensaaios não destrutivos*, dentre os quais escolheu-se [Weisweiler 87]. Embora seu enfoque seja de END de tubulações, trata-se de um bom texto introdutório ao assunto, abordando vários métodos de ensaio. Dois capítulos abordam as técnicas de ultra-som, com uma boa descrição dos equipamentos utilizados.

Um texto clássico em *ensaaios não destrutivos por ultra-som* é [Krautkrämer 77]. Cobre bem as técnicas de ENDUS estudadas como pulso-eco "A-scan" e "B-scan". Traz muitas informações práticas sobre como devem ser realizados os ensaios. Esta área também é coberta por [Kino 87, Tittmann 80, Schueler 84], dentre outros.

Acústica

Um texto clássico na área de *acústica* é [Kinsler 82]. Cobre a teoria desde vibrações até equações de onda, fenômenos de transmissão, absorção, atenuação e radiação, dentre outros. [Kino 87, Ristic 83] são livros mais novos cobrindo bem estes mesmos tópicos.

[Hutchins 90] estuda o *campo acústico (contínuo e pulsado)* gerado por transdutores de ultra-som. [Weight 84, Weight 92, Herment 87] estudam algumas limitações que este campo traz para ENDUS. [Weight 84] apresenta o transdutor "edge-wave only" como um tipo de solução para estas limitações.

[Gericke 63] é um dos primeiros trabalhos a verificar a variação da forma de onda do eco em função da geometria da falha, trazendo resultados experimentais.

Processamento Digital de Sinais

O livro [Oppenheim 89] cobre a teoria de *processamento digital de sinais*, desde a teoria de amostragem até o cálculo de filtros, algoritmos de cálculo de FFT, etc. [Proakis 89] também aborda estes assuntos, porém de forma mais superficial, embora apresente alguns exemplos práticos.

[Bendat 86, Oppenheim 89] apresentam técnicas de análise de sinais aleatórios, das quais foram utilizados os conceitos de ruído branco, ruído gaussiano, etc.

[Gonzales 87] trata do processamento digital de imagens. Embora seja pouco usado neste trabalho, apresenta algumas técnicas que podem ser usadas na continuidade desta linha de pesquisa.

Técnicas de PDS para ENDUS

[Schueler 84, Chen 88, UDASP] apresentam várias *técnicas de PDS para ENDUS*, algumas das quais foram estudadas. Existem ainda vários outros trabalhos publicados nesta área (vide Periódicos).

[Mandersson 89, Raju-Damarla 92] apresentam outras técnicas interessantes, porém não abordadas neste trabalho.

Deconvolução

O problema da deconvolução e do filtro inverso está coberto em [Riad 86, Sarkar 81]. Os trabalhos [Clark 86, Hayward 89a] trazem este estudo aplicado a ultra-som.

Nas referências [Clark 86, Chen 91, Hayward 89b, Proakis 89] encontram-se várias *técnicas de deconvolução* (filtro de Wiener, identificação de sistemas, filtro inverso), com apresentação teórica e comparação de desempenho entre elas.

Para a implementação do *filtro de Wiener*, usou-se [Papoulis 84, Clark 86, Chen 88, UDASP].

A implementação da técnica de *identificação de sistemas* foi baseada em [Clark 86, Proakis 89].

A técnica de *filtros de conformação* foi estudada de [Treitel 66, Robinson 78]. Embora estes artigos tenham sido escritos para aplicação em geofísica (sinais sísmicos), podem ser facilmente adaptados para ondas acústicas (ultra-som). O pacote [UDASP] traz esta técnica já implementada.

Para implementar o *algoritmo de Levinson*, estudou-se [Treitel 66, Kailath 85, Proakis 89].

[Carpenter 84, Ullate 91, Oppenheim 89] trazem outras técnicas de deconvolução que

não foram abordadas neste trabalho.

[Carpenter 84] apresenta vários resultados experimentais do uso de técnicas de deconvolução.

Separação Espectral

O grupo de ultra-som da Universidade de Drexel tem vários artigos publicados sobre a técnica de *separação espectral*, dentre os quais [Bilgutay 90, Karpur 87, Li 92, Rose 88, Sanjie 86]. Neles pode-se encontrar uma boa descrição desta técnica, sendo que [Karpur 87] apresenta o algoritmo de escolha de minimização, [Bilgutay 90] o de limiar de polaridade, e [Rose 88] o misto. Este último traz ainda uma discussão sobre as vantagens e desvantagens do emprego desta técnica, relacionando situações em que pode ou não ser empregada.

[Sanjie 86] usa esta mesma técnica para avaliar o tamanho dos grãos presentes num material.

[Aussel 90] apresenta uma forma de cálculo mais eficiente, além de uma implementação em tempo-real.

Vários sistemas disponíveis no mercado já apresentam esta técnica implementada, dentre eles [UDASP].

Abertura Sintética

[Waugh 76] é um dos primeiros trabalhos a apresentar a técnica de *abertura sintética (SAFT)*, tendo realizado uma implementação já na ocasião. A partir daí o grupo de estudos de ultra-som da Universidade de Stanford foi aperfeiçoando esta implementação, publicando vários artigos, dentre eles [Kino 79, Peterson 84].

[Alais 87, Doctor 86, Ishii 87] são artigos nesta área, trazendo formas alternativas de implementação e resultados experimentais.

Correlação Cruzada

[Gindre 90] apresenta a técnica de *correlação cruzada*. O trabalho de [O'Donnell 92] traz um estudo mais completo da teoria da técnica.

Periódicos

Os periódicos:

- *Journal of the Acoustical Society of America (JASA)*,

- *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*,
- *Ultrasonics*,

todos disponíveis nas bibliotecas da USP, trazem muitos artigos na área de estudo deste trabalho.

O exemplar SU-31 (no. 4, de julho de 1984) do periódico *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics* é uma edição especial sobre imagens acústicas digitais, contendo um excelente editorial e vários trabalhos nesta área (inclusive, [Peterson 84, Schueler 84]).

Sistemas de "Software" para PDS

Enquanto [MATLAB] é um pacote muito flexível e largamente utilizado, permitindo a implementação das técnicas vistas com relativa facilidade; [UDASP] é um pacote específico para ultra-som, apresentando algumas técnicas já implementadas, como, filtro de Wiener, filtros de conformação, e separação espectral.

[Aussel 89] é um artigo que descreve o sistema [UDASP].

Bibliografia

- [Alais 87] P. Alais, P. Kummer, B. Nouailhas, F. Pons, "A Real-Time Imaging System for Non-Destructive Evaluation", in, *Acoustical Imaging*, vol. 15, 1987, pp. 239-251.
- [Aussel 89] J.-D. Aussel, J.-P. Monchalin, J. F. Bussiere, D. Malenfant, P. Roy, J.-F. Cusson, C. Carnois, "A PC-Based Data Acquisition and Signal Processing Package for Ultrasonic Non-Destructive Testing", in *CSNDT Journal*, vol. 10, no. 6, 1989, pp. 18-27.
- [Aussel 90] J.-D. Aussel, "Split-Spectrum Processing with Finite Impulse Response Filters of Constant Frequency-to-Bandwidth Ratio", in, *Ultrasonics*, vol. 28, July 1990, pp. 229-240.
- [Bendat 86] J. S. Bendat, A. G. Piersol, *Random Data Analysis and Measurement Procedures*. 2nd edition. John Wiley & Sons, 1986.
- [Bilgutay 90] N. M. Bilgutay, U. Bencharit, R. Murthy, J. Saniie, "Analysis of a Non-Linear Frequency Diverse Clutter Suppression Algorithm", in, *Ultrasonics*, vol. 28, March 1990, pp. 90-96.
- [Carpenter 84] R.N.Carpenter, P. R. Stepanishen, "An Improvement in the Range Resolution of Ultrasonic Pulse Echo Systems by Deconvolution", in, *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 75, no. 4, April 1984, pp. 1084-1091.
- [Chen 88] C. H. Chen, "Signal Processing in Nondestructive Evaluation of Materials", in, *Signal Processing Handbook*, C. H. Chen, ed., Marcel Dekker, 1988. Chap. 21.
- [Chen 91] C. H. Chen, S. K. Sin, "Applications of High-Resolution Deconvolution Techniques to Ultrasonic NDE", in, *Acoustical Imaging*, Plenum Press, vol. 18, 1991, pp. 163-177.
- [Clark 86] G. A. Clark, D. M. Tilly, W. D. Cook, "Ultrasonic Image Restoration for Quantitative NDE", in, *NDT International*, vol. 19, no. 3, June 1986, pp. 169-176.

- [Doctor 86] S. R. Doctor, T. E. Hall, L. D. Reid, "SAFT — The Evolution of a Signal Processing Technology for Ultrasonic Testing", in, *NDT International*, vol. 19, no. 3, June 1986, pp. 163–167.
- [Gericke 63] O. R. Gericke, "Determination of the Geometry of Hidden Defects by Ultrasonic Pulse Analysis Testing", in, *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 35, no. 3, March 1963, pp. 364–368.
- [Gindre 90] M. Gindre, C. Lebeault, J. Perrin, F. Rieuneau, W. Urbach, "Ultrasonic Imaging using Correlation Techniques Computer Simulations and Experimental Results", in, *Acoustical Imaging*, vol. 18, 1990, pp. 319–329.
- [Gonzales 87] R. C. Gonzales, P. Wintz, *Digital Image Processing*. 2nd edition. Addison-Wesley, 1987. Chap. 4.
- [Hayward 89a] G. Hayward, J. E. Lewis, "A Theoretical Approach for Inverse Filter Design in Ultrasonic Applications", in, *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 36, no. 3, May 1989, pp. 356–364.
- [Hayward 89b] G. Hayward, J. E. Lewis, "Comparison of some Non-Adaptive Deconvolution Techniques for Resolution Enhancement of Ultrasonic Data", in, *Ultrasonics*, vol. 27, May 1989, pp. 155–164.
- [Herment 87] A. Herment, J. P. Guglielmi, P. Dumeé, P. Peronneau, P. Delouche, "Limitations of Ultrasound Imaging and Image Restoration", in, *Ultrasonics*, vol. 25, September 1987, pp. 267–273.
- [Hutchins 90] D. A. Hutchins, G. Hayward, "Radiated Fields of Ultrasonic Transducers", in, *Ultrasonic Measurement Methods*, R. N. Thurston, Allan D. Pierce, ed., Physical Acoustics vol. XIX, Academic Press, 1990.
- [Ishii 87] J. Ishii, S. Sasaki, J. Kubota, "Accurate Reconstruction of Flaws in Materials using a Synthetic Aperture Ultrasonic Imaging System", in, *Acoustical Imaging*, vol. 15, 1987, pp. 169–182.
- [Kailath 85] T. Kailath, "Linear Estimation for Stationary and Near-Stationary Processes", in, *Modern Signal Processing*, T. Kailath, ed., Hemisphere Publishing Co., 1985, pp. 65–72. (Proceedings of the Arab School on Science and Technology)
- [Karpur 87] P. Karpur, P. M. Shankar, J. L. Rose, V. L. Newhouse, "Split-Spectrum Processing: Optimizing the Processing Parameters using Minimization", in, *Ultrasonics*, vol. 25, July 1985, pp. 204–208.
- [Kino 79] G. S. Kino, "Acoustic Imaging for Nondestructive Evaluation", in *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 4, April 1979, pp. 510–525.

- [Kino 87] G. S. Kino, *Acoustic Waves — Devices, Imaging, & Analog Signal Processing*. Prentice-Hall, 1987. Chap. 1, 3.5.
- [Kinsler 82] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, J. V. Sanders, *Fundamentals of Acoustics*. 3rd edition. Wiley, 1982. Chap. 5, 6, 8.
- [Krautkrämer 77] J. Krautkrämer, H. Krautkrämer, *Ultrasonic Testing of Materials*. 2nd edition (translation of the 3rd revised German edition). Springer-Verlag, 1977, Chap. 10.
- [Langenberg 86] K. J. Langenberg, M. Berger, Th. Kreutter, K. Mayer, V. Schmitz, "Synthetic Aperture Focusing Technique Signal Processing", in, *NDT International*, vol. 19, no. 3, June 1986, pp. 177–189.
- [Li 92] X. Li, M. Bilgutay, R. Murthy, "Spectral Histogram Using the Minimization Algorithm — Theory and Applications to Flaw Detection", in, *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 39, no. 2, March 1992, pp. 279–284.
- [MATLAB] *MATLAB (386-Matlab version)*, The MathWorks, Inc. South Natick, MA, USA, 1990.
- [Mandersson 89] B. Mandersson, G. Salomonsson, "Weighted Least-Squares Pulse-Shaping Filters with Application to Ultrasonic Signals", in, *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 36, no. 1, January 1989, pp. 109–113.
- [O'Donnell 92] M. O'Donnell, "Coded Excitation System for Improving the Penetration of Real-Time Phased-Array Imaging Systems", in, *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 39, no. 3, May 1992, pp. 341–351.
- [Oppenheim 89] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, 1989.
- [Papoulis 84] A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. 2nd edition. McGraw Hill, 1984, pp. 298–300.
- [Peterson 84] D. K. Peterson, G. S. Kino, "Real-Time Digital Image Reconstruction: A Description of Imaging Hardware and an Analysis of Quantization Errors", in, *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-31, no. 4, July 1984, pp. 337–351.
- [Proakis 89] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, *Introduction to Digital Signal Processing*, Maxwell MacMillan, 1989. Chap. 6.3.
- [Raju-Damarla 92] T. Raju-Damarla, P. Karpur, P. K. Bhagat, "A Self-Learning Neural Net for Ultrasonic Signal Analysis", in, *Ultrasonics*, vol. 30, no. 5, 1992, pp. 317–324.

- [Riad 86] S. M. Riad, "The Deconvolution Problem: An Overview", in, *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 1, January 1986, pp. 82-85.
- [Ristic 83] V. M. Ristic, *Principles of Acoustic Devices*, John Wiley & Sons, 1983. Chap. 1, 9, 10.
- [Robinson 78] E. A. Robinson, S. Treitel, "Digital Signal Processing in Geophysics", in, *Applications of Digital Signal Processing*, A. V. Oppenheim, ed., Prentice-Hall, 1978. Chap. 7.
- [Rose 88] J. L. Rose, P. Karpur, V. L. Newhouse, "Utility of Split-Spectrum Processing in Ultrasonic Nondestructive Evaluation", in, *Materials Evaluation*, no. 46, January 1988, pp. 114-122.
- [Saniie 86] J. Saniie, N. M. Bilgutay, "Quantitative Grain Size Evaluation using Ultrasonic Backscattered Echoes", in, *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 80, no. 6, December 1986, pp. 1816-1824.
- [Sarkar 81] T. K. Sarkar, D. D. Weiner, V. K. Jain, "Some Mathematical Considerations in Dealing with the Inverse Problem", in, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-29, no. 2, March 1981, pp. 373-379.
- [Schueler 84] C. F. Schueler, H. Lee, G. Wade, "Fundamentals of Digital Ultrasonic Imaging", in *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-31, no. 4, July 1984, pp. 195-217.
- [Simon 93] C. Simon, "*Biblioteca de Funções para MATLAB, envolvendo Aquisição e Processamento Digital de Sinais de Ultra-Som, e Imagens*", Relatório Interno do Departamento de Engenharia Mecânica da Escola Politécnica da USP, Julho de 1993.
- [Tittmann 80] B. R. Tittmann, "Imaging in NDE", in, *Acoustical Imaging*, vol. 9, 1980, pp. 315-340.
- [Treitel 66] S. Treitel, E. A. Robinson, "The Design of High-Resolution Digital Filters", in, *IEEE Trans. Geoscience Electronics*, vol. GE-4, no. 1, June 1966, pp. 25-38.
- [UDASP] J.-D. Aussel, D. Malenfant, P. Roy, C. Carnois, J.-F. Cusson, *UDASP (Ultrasonic Digital Acquisition and Signal Processing) Software Series* — Reference Guide and User's Guide. National Research Council Canada & Ultra Optec, 1990.
- [Ullate 91] L. G. Ullate, J. J. Anaya, T. Sánchez, E. Villanueva, C. Fritsch, "A Real-Time Deconvolution Method for Ultrasonic Signals", in, *Proceedings of the Ultrasonics International Conference*, 1991, pp. 641-644.

- [Waugh 76] T. M. Waugh, G. S. Kino, C. S. DeSilets, J. D. Fraser, "Acoustic Imaging Techniques for Nondestructive Testing", in, *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-23, no. 5, September 1976, pp. 313-317.
- [Weight 84] J. P. Weight, "New Transducers for High-Resolution Ultrasonic Testing", in, *NDT International*, vol. 17, no. 1, February 1984, pp. 3-8.
- [Weight 92] J. P. Weight, Notas de aula de seminários apresentados durante visita ao PMC/EPUSP, Outubro de 1992.
- [Weisweiler 87] F. J. Weisweiler, G. N. Sergeev, *Non-Destructive Testing of Large-Diameter Pipe for Oil and Gas Transmission Lines*. VCH, 1987. Chap. 4, 7.

Apêndice A

Ultra-Som

Para compreender os fenômenos que ocorrem em ENDUS, é fundamental conhecer os fenômenos de propagação, reflexão, refração, transmissão, absorção, difração, dispersão, conversão de modo, etc. das ondas acústicas.

Princípios de Propagação das Ondas Acústicas

É apresentada uma breve introdução aos princípios de propagação das ondas acústicas. Este assunto está bem coberto na literatura [Kinsler 82, Kino 87, Ristic 83]. A análise foi restrita a modos puros de ondas (longitudinal ou de cisalhamento), unidimensionais e planas.

As ondas acústicas são perturbações de pressão que se propagam em fluidos e sólidos. Existem dois tipos básicos de ondas acústicas:

- *ondas longitudinais*: as partículas se movimentam para frente e para trás, na direção de propagação da onda, criando regiões adjacentes de compressão e rarefação. Ocorrem em meios gasosos, líquidos e sólidos,
- *ondas de cisalhamento*: as partículas se movimentam na direção perpendicular à de propagação da onda. Estão associadas à torção e flexão do material. Não há alteração de volume ou densidade neste modo. Ocorrem em meios sólidos.

Das equações da Lei de Hooke, do Movimento, e da Conservação da Massa deriva-se a *Equação de Onda*:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - \frac{\rho_m}{c} \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} = 0, \quad (\text{A.1})$$

sendo T tensão, z a direção de propagação, ρ_m a densidade no estado estacionário, c a constante de elasticidade do material e t o tempo. As *soluções* desta equação seguem a forma:

$$\exp(j(\omega t \pm \beta_a z)), \quad (\text{A.2})$$

sendo $\omega = 2\pi f$ a freqüência angular da onda. A componente de sinal negativo propaga-se no sentido positivo de z , e a de sinal positivo, no sentido negativo. β_a é a *constante de propagação acústica*:

$$\beta_a = \omega \left(\frac{\rho_m}{c} \right)^{1/2} = \frac{\omega}{V_a} \quad (\text{A.3})$$

V_a é a *velocidade de propagação da onda acústica* no material. Valores típicos à temperatura ambiente são 1500 m/s na água, 5000 m/s em metais para ondas longitudinais, 2500 m/s em metais para ondas de cisalhamento e 330 m/s no ar.

Define-se a *impedância acústica específica* de um material (ondas planas) como:

$$Z_0 = -\frac{T_F}{v_F} = V_a \rho_m = (\rho_m c)^{1/2}, \quad (\text{A.4})$$

onde o subscrito F indica o sentido positivo, e v é a velocidade da partícula (que é diferente de V_a , velocidade de propagação da onda).

Quando uma onda acústica está se propagando num material de impedância acústica Z_1 e atinge uma *interface plana* com um material de impedância acústica Z_2 , são geradas *ondas refletidas e refratadas*. Para *incidência normal*, tem-se os coeficientes de reflexão e transmissão:

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{P_r}{P_i}, \quad (\text{A.5})$$

$$T = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{P_t}{P_i}, \quad (\text{A.6})$$

onde P é a amplitude complexa da pressão e t indica a parcela transmitida, i a incidente e r a refletida. Pelas equações A.5 e A.6 tem-se a parcela da onda que é refletida e a que é transmitida [Kinsler 82, Kino 87, Ristic 83].

No caso de dois *líquidos* tem-se apenas ondas longitudinais. Para *incidência oblíqua*, a onda transmitida sofre refração (figura A.1).

As relações entre os ângulos de incidência θ_i , de reflexão θ_r , e de refração θ_t são:

$$\theta_i = \theta_r, \quad (\text{A.7})$$

$$\frac{\sin \theta_i}{V_{a1}} = \frac{\sin \theta_t}{V_{a2}}, \quad (\text{A.8})$$

e surgem novas relações para os coeficientes de reflexão R e transmissão T [Kinsler 82, Sec.6.4].

Ondas Acústicas em Sólidos

No caso de *sólidos* tem-se ondas longitudinais e de cisalhamento. Quando uma onda longitudinal incide obliquamente numa interface plana entre dois sólidos, são geradas *quatro ondas*: onda longitudinal refletida, onda de cisalhamento refletida, onda longitudinal transmitida e onda de cisalhamento transmitida (figura A.2) [Kino 87].

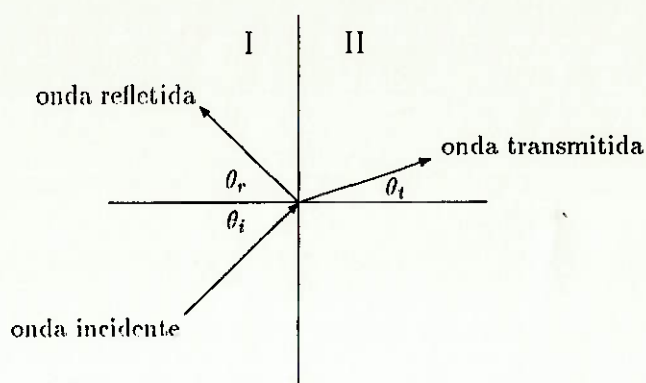


Figura A.1: Incidência oblíqua de onda plana em interface líquido/líquido. São geradas duas ondas. Adaptado de [Kinsler 82].

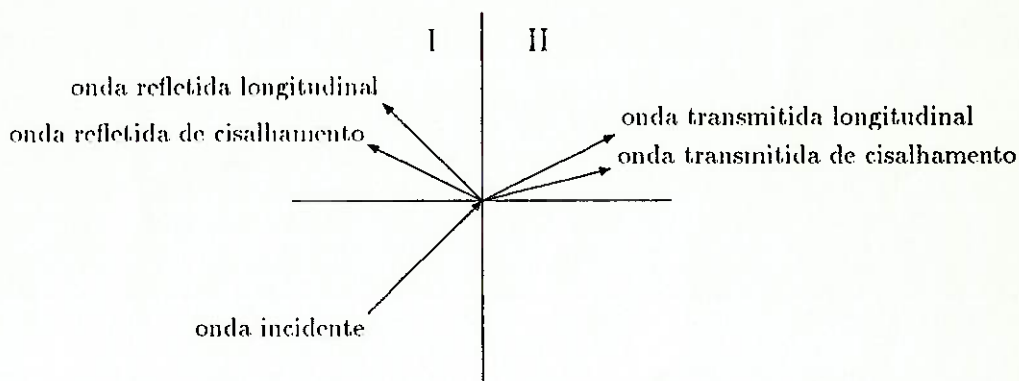


Figura A.2: Incidência oblíqua de onda plana longitudinal em interface sólido/sólido. São geradas quatro ondas. Adaptado de [Kino 87].

A relação entre as intensidades das várias ondas é função do ângulo de incidência e das propriedades dos materiais (impedâncias acústicas e velocidades de propagação). Existe um ângulo de incidência em que a componente de onda refletida longitudinal se anula e a componente refletida de cisalhamento é máxima. Analogamente, o mesmo ocorre para as componentes transmitidas. Desta forma, são obtidas ondas de cisalhamento a partir de transdutores de ondas longitudinais.

Na maioria das aplicações de ENDUS procura-se propagar um único modo de onda no material. Isto porque as ondas longitudinais e de cisalhamento têm velocidades diferentes e percorrem trajetórias diferentes. Se os dois modos coexistirem será difícil interpretar corretamente o sinal de eco recebido. As ondas de cisalhamento permitem confeccionar sistemas com melhor resolução axial devido ao menor comprimento de onda.

Existem ainda outros modos de onda utilizados em ENDUS, como ondas Rayleigh

6
Kino
p. 101

e Lamb. Como propagam-se ao longo da superfície do sólido, são ideais para detectar defeitos próximos à superfície (onde os métodos convencionais não se prestam devido à zona morta). [Weisweiler 87, Kino 87, Krautkrämer 77].

Como existe uma diferença muito grande de impedância acústica entre sólidos em geral e o ar, faz-se necessário algum tipo de *acoplamento* entre o transdutor e a peça em teste. O acoplamento direto é feito através de uma fina camada de acoplante (vaselina, por exemplo). Outra solução é a imersão, quando coloca-se o transdutor e a peça submersos num líquido (água, por exemplo).

Transdutores de Ultra-Som

O *transdutor* é o elemento que converte excitação elétrica em pulsos de ultra-som e vice-versa. Trata-se de um disco de material piezoelétrico com as faces metalizadas, conectadas uma ao neutro e a outra ao sinal.

Muitos transdutores têm como elemento ativo uma cerâmica piezoelétrica. Usa-se uma camada fina de acoplamento na face frontal do transdutor denominada "matching" que serve para casar as impedâncias acústicas do transdutor e do meio de propagação. Na parte posterior do transdutor há a camada "backing". Quando o transdutor é destinado a emitir sinais pulsados, a camada "backing" é dimensionada de forma a amortecer rapidamente o pulso, com o intuito de gerar pulsos bem estreitos. Quando o transdutor é destinado a gerar ondas contínuas, usa-se "backing" de ar, de forma a refletir a componente que é emitida para trás. O conjunto todo é encapsulado.

O transdutor pode ter uma *lente acústica* na extremidade, que serve para focalizar o feixe acústico gerado pelo transdutor, à semelhança das lentes ópticas [Kino 87].

O transdutor apresentado gera ondas longitudinais. Para obter ondas de cisalhamento pode-se adaptar um bloco de forma prismática, de maneira a haver conversão de modo [Weisweiler 87].

Apêndice B

Processamento Digital de Sinais

Será dada apenas uma introdução aos conceitos básicos de PDS, que são utilizados neste trabalho. Uma abordagem mais completa pode ser encontrada em [Oppenheim 89, Proakis 89].

Introdução

Processamento Digital de Sinais está associado com a representação, transformação e manipulação de sinais e informações. É aplicado com a finalidade de separar sinais, realçar algumas componentes, atenuar características indesejadas, filtrar sinais, extrair parâmetros, etc.

Em PDS trabalha-se com sinais de *tempo discreto*, que são seqüências de valores numéricos. Geralmente são obtidas a partir de sinais analógicos (contínuos) amostrados a uma taxa constante (frequência de amostragem). O sinal amostrado é então convertido para valores digitais, tornando-se um sinal de *nível discreto*.

A *frequência de amostragem* deve ser pelo menos duas vezes a da componente de maior frequência presente no sinal (critério de Nyquist), de modo a garantir que o sinal original possa ser recuperado a partir da seqüência amostrada. Neste caso, a seqüência amostrada é uma representação do sinal original (figura B.1).

Um *sistema de tempo discreto*¹ é um sistema que associa uma seqüência de saída a uma seqüência de entrada. Valem os conceitos de linearidade e invariância no tempo.

Para um sistema linear e invariante no tempo, com resposta impulsiva $h[n]$, sendo a entrada $x[k]$, tem-se a saída:

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h[n-k]. \quad (\text{B.1})$$

¹No decorrer do texto será tratado como *sistema* apenas.

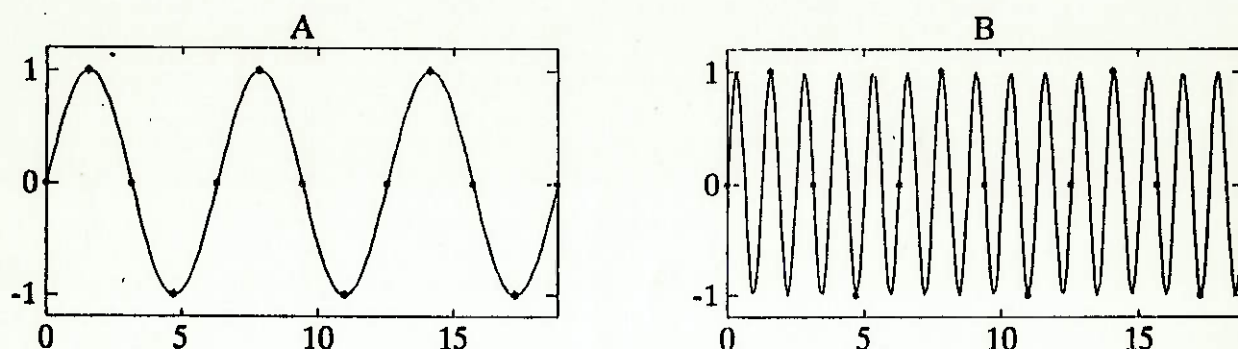


Figura B.1: Dois sinais diferentes que geram a mesma seqüência quando amostrados. No caso (A) o critério de Nyquist foi respeitado e no caso (B), não. O sinal analógico da figura (A) é o único sinal que, respeitado o critério de Nyquist, tem este conjunto de valores amostrados.

$y[n]$ é a *convolução de tempo discreto* de $x[n]$ e $h[n]$:

$$y[n] = x[n] * h[n]. \tag{B.2}$$

A resposta impulsiva de um sistema linear invariante no tempo caracteriza-o totalmente, de forma que sua saída pode ser determinada para qualquer seqüência de entrada.

A *função de Dirac* de tempo contínuo $\delta(t)$ é dada por:

$$\begin{cases} \delta(t) = 0, & t \neq 0, \\ \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) dt = 1 \end{cases} \tag{B.3}$$

Sua análoga de tempo discreto é definida por:

$$\begin{cases} \delta[t] = 0, & t \neq 0 \\ \delta[t] = 1, & t = 0 \end{cases} \tag{B.4}$$

Assim como sinais e sistemas de tempo contínuo, os de tempo discreto podem ter uma representação no domínio das freqüências, obtida a partir da *transformada de Fourier*:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega n}. \tag{B.5}$$

A transformada inversa é dada por:

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega})e^{j\omega n} d\omega. \tag{B.6}$$

Demonstra-se que há uma correspondência biunívoca entre o *produto* de duas funções no domínio do tempo e a *convolução* destas no domínio das freqüências. Analogamente, há

<i>domínio do tempo</i>	<i>domínio das frequências</i>
$x[t]$	$X(e^{j\omega})$
$y[t]$	$Y(e^{j\omega})$
$x[t]y[t]$	$X(e^{j\omega}) * Y(e^{j\omega})$
$x[t] * y[t]$	$X(e^{j\omega})Y(e^{j\omega})$

Tabela B.1: Correspondência entre domínio do tempo e domínio das frequências.

uma correspondência biunívoca entre o *produto* de duas funções no domínio das frequências e a *convolução* destas no domínio do tempo (tabela B.1).

A *amostragem* pode ser entendida como o produto (no domínio do tempo) da função analógica por uma função pente de impulsos.² No domínio das frequências isto corresponde a uma convolução da transformada do sinal por um pente de impulsos.³ Quando a frequência de amostragem não respeita o *critério de Nyquist*, ocorre interpenetração de espectro ou *“aliasing”* (figura B.2). Para evitar este efeito, o sinal analógico deve ser passado por um filtro passa-baixas antes de se fazer a amostragem.

Nas equações B.5 e B.6 aparecem funções contínuas no domínio das frequências. Esta forma não é conveniente para processamento por computador. Para uma seqüência finita de comprimento N define-se a *transformada Discreta de Fourier*:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j(2\pi/N)kn} \tag{B.7}$$

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]e^{j(2\pi/N)kn}. \tag{B.8}$$

Usando-se esta transformação, a seqüência passa a ser de tempo e frequência discretas, podendo ser facilmente armazenada e processada por computador. A *transformada rápida de Fourier (FFT)*, do inglês “Fast Fourier Transform”) é um algoritmo eficiente que implementa a transformada definida pela equação B.7.⁴ Através da FFT a complexidade de cálculo é diminuída de N^2 para $N \log N$.

Ao se tomar uma amostra de um sinal, o mesmo é *truncado no tempo*. Este truncamento causa efeitos colaterais quando empregadas as técnicas de PDS (transformada de Fourier, filtragem, etc.). A técnica de *janelamento* (“windowing”) visa atenuar este efeito. Isto é feito multiplicando-se o sinal amostrado por janelas (seqüências), que têm valores próximos da unidade na região central e valores reduzidos nas extremidades. Desta

²Uma função pente de impulsos é do tipo $p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - Tk)$, onde $\delta(t)$ é a função de Dirac e T uma constante.

³Isto porque a transformada de uma função pente de impulsos é outra função pente de impulsos.

⁴Para implementar-se a transformada da equação B.8 usa-se o mesmo algoritmo, mudando apenas algumas constantes, já que as transformadas direta e inversa têm equações semelhantes.

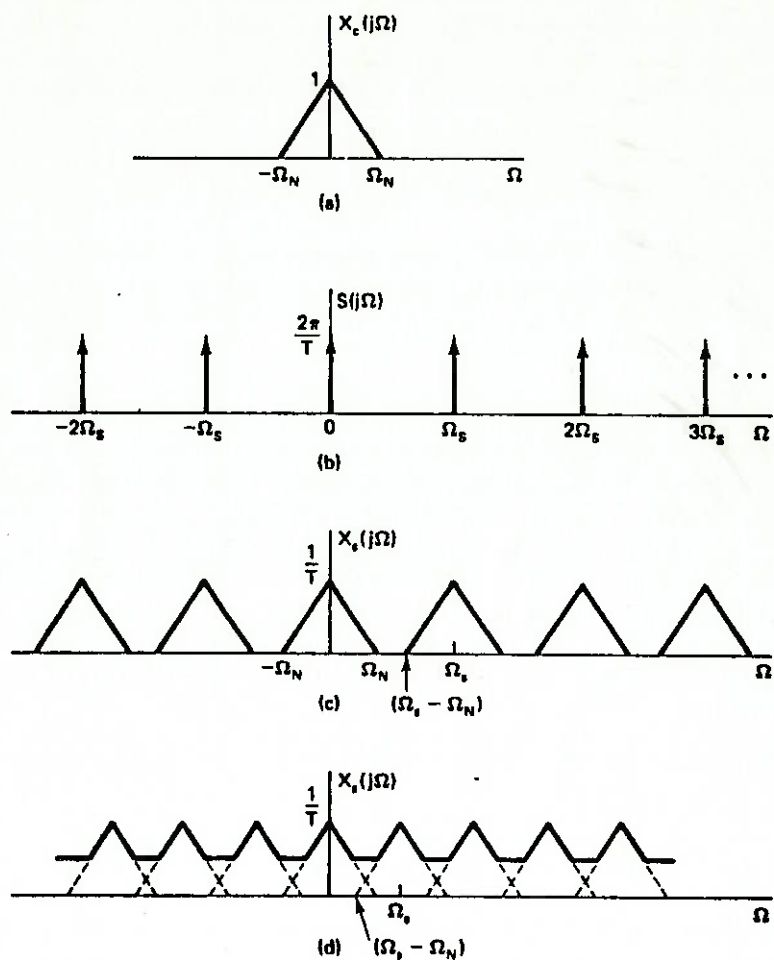


Figura B.2: Efeito da amostragem visto no domínio das frequências. (a) Espectro do sinal original. (b) Espectro da função de amostragem. (c) Espectro do sinal amostrado quando o Critério de Nyquist é respeitado. (d) Espectro do sinal quando o Critério de Nyquist não é respeitado. Ω_N é a maior frequência da banda do sinal, e Ω_s é a frequência de amostragem. De [Oppenheim 89, pág.84].

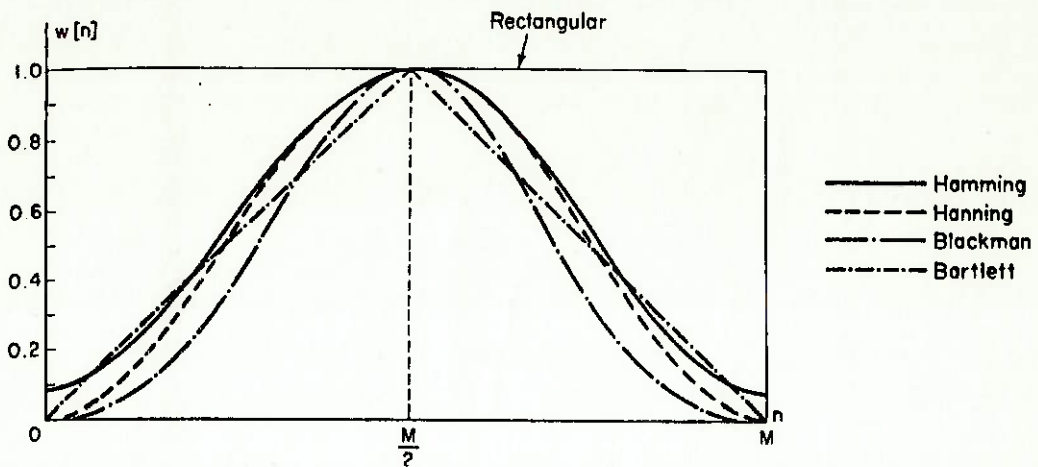


Figura B.3: Janelas retangular, de Hamming, de Hanning, de Blackman e de Bartlett (triangular). De [Oppenheim 89, pág.447].

forma, o sinal é atenuado na região próxima ao truncamento, diminuindo a influência desta parcela. No entanto, quando se aplica a técnica de janelamento, perde-se resolução no domínio das freqüências. Janelas muito usadas são as de Hamming:

$$w[n] = \begin{cases} 0,54 - 0,46 \cos(2\pi n/M), & \text{se } 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

e a de Hanning:

$$w[n] = \begin{cases} 0,5 - 0,5 \cos(2\pi n/M), & \text{se } 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Na figura B.3 mostram-se alguns exemplos de janelas.

Filtros Digitais

Os *filtros digitais* são sistemas que operam com sinais de tempo discreto destinados a selecionar as componentes de certas faixas de freqüências e rejeitar outras. Pode-se distinguir duas classes de filtros: filtros FIR (do inglês "Finite Impulse Response") que têm resposta impulsiva finita e filtros IIR (do inglês "Infinite Impulse Response") que têm resposta impulsiva infinita. Neste trabalho serão abordados apenas filtros FIR. Estes podem ser implementados através da convolução do sinal de entrada pela resposta impulsiva do filtro.

Através de técnicas convenientes, projetam-se filtros digitais passa-baixas, passa-altas, passa-faixas, rejeita-faixas e outros; de forma semelhante a filtros analógicos [Oppenheim 89].

Muitas vezes é necessário modificar a frequência de amostragem de um sinal de tempo discreto já amostrado. Neste caso usam-se as técnicas de subamostragem ("decimation") para diminuir a frequência de amostragem e a de interpolação para aumentá-la. A técnica de subamostragem consiste em filtrar o sinal original através de um filtro passa-baixas de forma a eliminar as componentes com frequência maior que a frequência de Nyquist correspondente à nova frequência de amostragem. Em seguida, amostra-se o sinal filtrado. A notação $\downarrow D$ indica que foi usada esta técnica, sendo a nova frequência de amostragem D vezes menor que a original [Oppenheim 89].

Tratamento Estatístico de Sinais

É muito comum dar-se uma abordagem estatística a sinais digitais. Por exemplo, quando se deseja conhecer a função de transferência de um sistema, é possível estimar parâmetros deste sistema através da análise dos sinais de saída deste, para uma entrada conhecida. As técnicas deste tipo de análise são apresentadas em [Bendat 86, Oppenheim 89]. Neste trabalho estes conceitos são usados na análise do desempenho dos métodos estudados, especialmente nas simulações considerando a presença de ruído.

Nas simulações serão gerados sinais randômicos para simular o efeito do ruído. O ruído *gaussiano* é aquele em que as amplitudes das amostras do sinal têm distribuição gaussiana. No ruído *uniforme*, as amplitudes têm distribuição uniforme. Ruído *branco* é aquele em que cada amostra é não correlacionada com as demais. Neste caso, no domínio das frequências não existem componentes preferenciais, estando o sinal igualmente distribuído por todo o espectro. Para evitar a influência das componentes DC, são usados sinais de média nula.

Uma das técnicas mais simples de PDS é a de *média* ("averaging"). Consiste em tomar-se várias amostras de um sinal periódico e fazer a média destas. Esta técnica visa a atenuar o efeito de sinais aleatórios no tempo. Imaginando que as amostras são compostas basicamente de duas componentes (sinal e ruído não correlacionado com o sinal), na média, o sinal tende a ser preservado e o ruído tende a ser cancelado (já que sua distribuição é aleatória). Muitos dos equipamentos digitais (como osciloscópios, por exemplo) apresentam este recurso implementado no próprio equipamento.

Apêndice C

Funções Implementadas em [MATLAB]

A descrição e listagem das rotinas desenvolvidas encontra-se no relatório [Simon 93]. Como trata-se de um material muito extenso, apresenta-se aqui apenas as listagens das funções diretamente relacionadas às atividades deste trabalho. O leitor poderá obter estas e outras funções em disquete, devendo para tanto contactar o autor.

C.1 Funções de Apoio

Foram desenvolvidas algumas funções de modo a criar um ambiente para a implementação das técnicas de PDS estudadas. São elas:

dcoeff Subtrai o valor DC do sinal;

fgauss Cria um filtro gaussiano passa-faixas no domínio das frequências;

fgaussp Filtra o sinal com um filtro passa-faixas gaussiano;

fplot Apresenta o módulo da FFT de um sinal, ou seja, o espectro de frequências do sinal;

gauss Calcula uma curva gaussiana com desvio padrão σ ;

hw Multiplica o sinal por uma janela de Hamming;

mpause Aguarda o usuário digitar uma tecla para prosseguir. Se o usuário digitar a tecla "m", grava uma cópia da tela no disco;

rotate Desloca os elementos de um vetor de forma circular;

shift Desloca os elementos de um vetor;

- simula** Gera um sinal de referência e um sinal de eco simulados, ambos com ruído branco gaussiano;
- tfplot** Apresenta o sinal no domínio do tempo e no domínio das frequências (apenas o módulo da FFT do sinal);
- tplot** Apresenta o sinal no domínio do tempo;
- transd** Gera um pulso simulado para a referência;
- zoom** Permite ao usuário selecionar um trecho do sinal, que é ampliado e apresentado na tela.

C.2 Técnicas de PDS Implementadas

As funções que implementam as técnicas estudadas são:

- wiener** Calcula o *filtro de Wiener* para um sinal de referência;
- wienerp** Calcula o *filtro de Wiener* para um sinal de referência e filtra o sinal de eco através deste filtro, calculando assim o sinal deconvoluído;
- idsist** Faz a *identificação de sistemas*, dados o sinal de referência e o sinal de eco, obtendo o sinal deconvoluído;
- ld** Implementa o *algoritmo de Levinson*;
- fconf.m** Calcula o *filtro de conformação* dados o sinal de referência e o pulso desejado;
- fconfp** Calcula o *filtro de conformação* dados o sinal de referência e o pulso desejado, e filtra o sinal de eco utilizando este filtro, obtendo assim o sinal deconvoluído;
- ssp** Filtra o sinal de eco através da técnica da *separação espectral*. Calcula também o histograma;
- saft** Implementa a técnica da *abertura sintética* consideradas as simplificações descritas no texto;
- saftdemo** Faz uma demonstração da técnica de *abertura sintética*;
- ccdemo** Simula a técnica da *correlação cruzada* através de um exemplo.

Os programas **demous** e **demoexp** apresentam uma *demonstração* do uso das rotinas, executando os exemplos apresentados neste trabalho (tanto as simulações como o processamento dos sinais experimentais).

C.2.1 Listagens

wiener

```
function f = wiener( x, T, Q )
% function f = wiener( x, T, Q )
%
% Calcula o filtro de Wiener para o sinal 'x', com o nivel de ruído
% estimado 'Q'. O filtro é apresentado em 'f'.
%
% C.Simon - 05/93

% Filtro de Wiener
%
%
%          *  jw
%      jw  X ( e )
% F( e ) = -----
%          jw  *  jw
%      X( e ) . X ( e ) + Q

% Mostra os sinais de entrada
clg; subplot(221);
tplot(x,T); title('Referencia - tempo');
fplot(x,T); title('Referencia - freq.');
```

```
% Calcula o filtro
X=fft(x);
F=conj(X)./(X.*conj(X) + Q);
f=real(iff(F));
f=rotate(f,length(f)/2);
f=f/sqrt(sum(f.*f)); % Normaliza para energia unitaria

% Mostra o resultado
tplot(f,T); title('Filtro - tempo');
fplot(f,T); title('Filtro - freq.');
```

```
% Grava a tela no disco
mpause;
```

wienerp

```
function h = wienerp( x, T, Q, y )
% function h = wienerp( x, T, Q, y )
%
% Calcula o filtro de Wiener para o sinal 'x', com o nivel de ruído
% estimado 'Q'. Em seguida, o sinal 'y' é filtrado por este filtro.
%
% C.Simon - 05/93

% Calcula o filtro e filtra o sinal
f=wiener( x, T, Q );
```



```
tplot(y,T); title('Sinal original');
h=filter(f, [1], [y,zeros(1,length(f)/2)]);
tplot(h,T); title('Sinal filtrado');
```

```
% Grava a tela no disco
mpause;
```

idsist

```
function [h, P] = idsist( x, T, y, D )
% function [h, P] = idsist( x, T, y, D )
%
% Calcula o sinal deconvoluido 'h' a partir da referencia 'x' e do sinal
% de eco 'y', pela tecnica de identificacao de sistemas.
% 'T' e o periodo de amostragem (em segundos), e 'D' a taxa de
% amostragem dos sinais (decimation).
% 'P' e o parametro de performance definido por Treitel:66, pg. 35,
% variando de 0 (pioor caso) ate 1 (melhor caso).
%
% C.Simon - 05/93

% Faz a amostragem dos sinais (decimation) e mostra na tela
clg; subplot(221);
tplot(x,T); title('Referencia');
tplot(y,T); title('Sinal');
x=decimate(x,D);
x=[0,x]; % Zera o primeiro termo da referencia
y=decimate(y,D);
TD=T*D;
tplot(x, TD); title('Referencia amostrada');
tplot(y, TD); title('Sinal amostrado');

% Grava no disco
mpause;

% Mostra o espectro da referencia
fplot(x,TD); title('Espectro da referencia amostrada');
```

% Calcula o sinal deconvoluido

```
M=length(y);

% function [h,P] = systid2( y, x, M );
%
% Deconvolution by system identification according to Proakis:88 pg.444
% Doesn't constrain y and x lengths.
% M+1 terms in output h.
% P is the Performance parameter according to Treitel:66 pg.35

% Transforma em vetor linha
x=x(:)';
y=y(:)';
```

```

a=length(y);
b=length(x);

% M deve ser :  M < a ,  M < b
Ryx=xcorr(y,x);
if M >= a,
    Ryx=[Ryx(a:2*a-1), zeros(1,M-a+1)];
else
    Ryx=Ryx(a:a+M);
end;
Rxx=xcorr(x);
if M >= b,
    Rxx=[Rxx(b:2*b-1); zeros(M-b+1,1)];
else
    Rxx=Rxx(b:b+M);
end;

h=ld(Rxx,Ryx);
P=sum(h(:).*Ryx(:))/sum(y.^2);

% apresenta o resultado na tela
tplot(h, TD);  title('Sinal deconvoluido');

% Grava no disco
mpause;

```

ld

```

function f = ld( r, g );
% function f = ld( r, g );
%
% Calcula o vetor f, tal que r * f = g, onde r e Toeplitz,
% usando o metodo de Levinson, conforme apresentado em Treitel:66,
% pagina 36, apendice III.
%
% r, g  sao vetores (coluna).
%
% C.Simon-08/92.

r=r(:);
g=g(:);
N=length(r);
if N~=length(g),
    disp('Erro: Comprimentos de r e g devem ser iguais. ');
    quit;
end;

g=[g;0];  % Acrescenta um termo no final, que nao tera' significancia
r=[r;0];

% incializacoes:
a(1)=1;          % a00=1;

```

```

alfa=r(1);           % alfa0=r0;
beta=r(2);          % beta0=r1;
f(1)=g(1)/r(1);     % f00=g0/r0;
gama=f(1)*r(2);     % gama0=f00*r1;

% iteracoes
for i=1:N-1,
    k= - beta / alfa;           % kn= - betan / alfan;           (17)

    x= [0; k*a(i:-1:1)];        % a(n+1, 0)=a(n,0);           (18)
    a= [a;0] + x;              % a(n+1, 1)=a(n,1)+kn*a(n,n); ...
                                % a(n+1,n+1)=      kn*a(n,0);

    alfa= alfa + k*beta;        % alfa(n+1)=alfan+kn*betan;   (19)

    beta= a' * r(i+2:-1:2);     % beta(n+1)=a(n+1,0)*r(n+2) +   (21)
                                % a(n+1,1)*r(n+1)+...+a(n+1,n+1)*r(1);

    q= ( g(i+1) - gama ) / alfa; % qn=(g(n+1)-gaman)/alfa(n+1); (26)

    f= [f;0] + q*a(i+1:-1:1);   % f(n+1,0)=f(n,0)+qn*a(n+1,n+1); (27)
                                % f(n+1,1)=f(n,1)+qn*a(n+1,n); ...
                                % f(n+1,n+1)=      qn*a(n+1,0);

    gama= f' * r(i+2:-1:2);     % gama(n+1)=f(n+1,0)*r(n+2)+   (29)
                                % f(n+1,1)*r(n+1)+...+f(n+1,n+1)*r(1);

end,
% f contem a resposta desejada.

```

fconf

```

function [f, P] = fconf( x, T, D, pd )
% function [f, P] = fconf( x, T, D, pd )
%
% Calcula o filtro 'f' a partir da referencia 'x' e do pulso
% desejado 'pd', pela tecnica de filtro de conformacao.
% Assim, 'f' e o filtro tal que 'x' convoluido com f' tem desvio
% quadratico minimo em relacao a 'pd'.
% 'T' e o periodo de amostragem (em segundos), e 'D' a taxa de
% amostragem dos sinais (decimation). Os sinais 'f' e 'pd' tem periodo
% de amostragem 'T*D', e o mesmo numero de elementos.
% 'P' e o parametro de performance definido por Treitel:66, pg. 35,
% variando de 0 (pior caso) ate 1 (melhor caso).
%
% C.Simon - 05/93

% Faz a amostragem do sinal (decimation) e mostra na tela
clg; subplot(221);
tplot(x,T);      title('Referencia');
x=decimate(x,D);
x=[0,x];        % Zera o primeiro termo da referencia
TD=T*D;

```

```

tplot(x, TD); title('Referencia amostrada');

% Mostra o espectro da referencia e o pulso desejado
fplot(x,TD); title('Espectro da referencia amostrada');
tplot(pd, TD); title('Pulso desejado');

% Grava no disco
mpause;

% Calcula o filtro
N=length(pd);

% function [f,P] = systid2( pd, x, N );
%
% Deconvolution by system identification according to Proakis:88 pg.444
% Doesn't constrain pd and x lengths.
% N+1 terms in output f.
% P is the Performance parameter according to Treitel:66 pg.35

% Transforma em vetor linha
x=x(:)';
pd=pd(:)';

a=length(pd);
b=length(x);

% N deve ser : N < a , N < b

Ryx=xcorr(pd,x);
if N >= a,
    Ryx=[Ryx(a:2*a-1), zeros(1,N-a+1)];
else
    Ryx=Ryx(a:a+N);
end;
Rxx=xcorr(x);
if N >= b,
    Rxx=[Rxx(b:2*b-1); zeros(N-b+1,1)];
else
    Rxx=Rxx(b:b+N);
end;

f=ld(Rxx,Ryx);
P=sum(f(:).*Ryx(:))/sum(pd.^2);

% Mostra o filtro
tplot(f, TD); title('Filtro calculado');
fplot(f, TD); title('Espectro do filtro');
c=filter(f, [1], x);
tplot(c, TD); title('Referencia filtrada');

% Grava no disco
mpause;

```

fconfp

```

function [h, P] = fconfp( x, T, D, pd, y )
% function [h, P] = fconf( x, T, D, pd, y )
%
% Calcula o filtro 'f' a partir da referencia 'x' e do pulso
% desejado 'pd', pela tecnica de filtro de conformacao.
% Assim, 'f' e o filtro tal que 'x convoluido com f' tem desvio
% quadratico minimo em relacao a 'pd'.
% 'T' e o periodo de amostragem (em segundos), e 'D' a taxa de
% amostragem dos sinais (decimation). Os sinais 'f' e 'pd' tem periodo
% de amostragem 'T*D', e o mesmo numero de elementos.
% 'P' e o parametro de performance definido por Treitel:66, pg. 35,
% variando de 0 (pior caso) ate 1 (melhor caso).
% 'h' e o sinal filtrado.
%
% C.Simon - 05/93

% Calcula o filtro
[f, P]=fconf( x, T, D, pd );

% Faz a amostragem do sinal (decimation) e mostra na tela
clg; subplot(221);
tplot(y,T); title('Sinal original');
y=decimate(y,D);
TD=T*D;
tplot(y, TD); title('Sinal amostrado');
h=filter(f, [1], [y,zeros(1,length(f))]);
tplot(h, TD); title('Sinal deconvoluido');

% Grava no disco
mpause;

```

ssp

```

function [r, histo] = ssp( sinal, T, fmin, fmax, df, pb );
% function [r, histo] = ssp( sinal, T, fmin, fmax, df, pb );
%
% Faz split-spectrum com normalizacao por amplitude e metodo de
% minimizacao.
% 'sinal' tem periodo de amostragem 'T'.
% Os filtros tem banda 'pb' e diferenca de frequencia central 'df',
% cobrindo a regioe de 'fmin' a 'fmax'.
% 'histo' e a distribuicao histografica (Li:92).
%
% C.Simon - 06/93.

% Utiliza filtros gaussianos.

% Transforma 'sinal' num vetor de comprimento par e acrescenta zeros
sinal=sinal(1:2*floor(length(sinal)/2));
sinal=[sinal,zeros(1,length(sinal))];

```



```

% Calcula as bandas dos filtros
f=fmin:df:fmax;
L=length(f);

% Calcula a fft do sinal
S=fft(sinal);

% Gera os sinais filtrados
sf=[];
for i=1:L;
    H=fgauss( length(S), T, f(i), pb );
    SF=S.*H;
    sf=[sf; real(ifft(SF))];
end;

% Normaliza o sinal pela amplitude maxima
for i=1:L;
    sf(i,:)=sf(i,+)/max(abs(sf(i,:)));
end;

% Escolhe os minimos
histo=zeros(1,L);
for i=1:length(sinal)/2;
    [a,b]=min(abs(sf(:,i)));
    r(i)=sf(b,i);
    histo(b)=histo(b)+1;
end;

```

saft

```

function [sp, eco]=SAFT( xmax, ymax, P, k, alfa, pulso, alfap, limiar);
% function [sp, eco]=SAFT( xmax, ymax, P, k, alfa, pulso, alfap, limiar);
%
% Gera o eco e processa pela tecnica de SAFT.
%
% Dimensao da malha: 'xmax' por 'ymax'.
% 'k' pontos de aquisicao na varredura.
% 'P' sao os pontos refletores na simulacao.
% 'alfa' e a abertura em radianos do transdutor.
% 'pulso' e a forma de onda do pulso transmitido/recebido.
% 'alfap' e o angulo de abertura do transdutor na fase de processamento.
% 'limiar' e usado no processamento.
%
% C.Simon - 06/93.

% prepara os parametros para o processamento
alfa=alfa/2;
alfap=alfap/2;
z=ymax/cos(alfa) + length(pulso);      % maior comprimento do eco possivel
pulso=[pulso, zeros(1, z-length(pulso))];
[nP,i]=size(P);

```

```

% gera os ecos (simulacao)

% gera a reta r
r=(1:ymax)*tan(alfa);

% para cada posicao do transdutor
for i=1:k,
    xi=xmax/k*i;    % pos. na malha
    eco(i,:)=zeros(1,z);

    % para cada ponto refletor
    for j=1:nP,
        if abs(P(j,1)-xi) <= r(P(j,2)),
            d=sqrt( (xi-P(j,1))^2 + (P(j,2)-1)^2 );
            eco(i,:) = eco(i,:) + shift(pulso, round(d))/d; % bi-dimensional
        end;
    end;

end;

eco=eco';

% gera matriz de distribuicao
%
% o vetor 'distr(y,:)' da as posicoes (y) dos pontos contidos no arco
% 'alfap' equidistante para cada 'x'.
% 'ndistr(y)' e o tamanho valido de 'distr(y,:)'.
for y=1:z,
    ndistr(y)=round(y*sin(alfap));
    for j=1:ndistr(y),
        distr(y,j)=round(sqrt(y^2-j^2));
    end;
end;

% gera sinal processado

% Se escala diferente de um,
% 'escala' compensa a diferenca de escala entre as direcoes 'xk' (varredura)
% e 'y' (aquisicao)
%
% A matriz 'sp' deve ter escala 1:1, independente do avanco
% da amostragem (ie, 'k'). O efeito devido a 'k' ser diferente de 'xmax'
% deve ser considerado na hora do calculo de 'sp'.
%
% Assim, a 'escala' deve ser 'xmax/k' .
escala = xmax/k;

sp=zeros(z,xmax);
for xk=1:k,
    x=round(xk*escala);
    for y=1:z,
        if abs(eco(y,xk)) >= limiar,
            x1=x-ndistr(y);

```

```

x2=x+ndistr(y);
if x1<1, % clip
    x1=1;
end;
if x2>xmax,
    x2=xmax;
end;
for i=x1:(x-1), % semi-arco negativo
    aux=distr(y,x-i);
    sp(aux,i)=sp(aux,i)+eco(y,xk);
end;
sp(y,x)=sp(y,x)+eco(y,xk); % ponto normal
for i=(x+1):x2, % semi-arco positivo
    aux=distr(y,i-x);
    sp(aux,i)=sp(aux,i)+eco(y,xk);
end;
end;
end;
end;
end;

```

saftdemo

```

function saftdemo();
% Demonstracao de SAFT
%
% C.Simon - 01/93.

pulso=transd(.1,1,1,.3);
pulso=pulso(1:12);
pulso=pulso/max(abs(pulso)); % normalizado
P= [ 29,5; 35,5
     29,32; 35,32
     29,60; 35,60 ];
[sp,eco]=saft(64,64,P,64,pi/4,pulso,pi/4,0.4/60);

disp('<enter> para continuar');
pause;

% Exibe resultados
clg; subplot(221);

[a,b]=size(eco);
S=zeros(a,b);
for i=1:length(P),
    S(P(i,2),P(i,1))=1;
end;
contour(S',[0.9,0.8]); title('A> Peca Simulada');

m=max(max(eco));
contour(eco',[m/1.1,m/2,m/4,m/8,m/16]); title('B> Eco Simulado');

m=max(max(sp));

```

```

contour(sp',[m/1.1,m/1.6]); title('C> Imagem Final');

% --- Metodo Convencional

[sp,eco]=saft(64,64,P,64,pi/25,pulso,pi/4,0.4/60);
m=max(max(eco));
contour(eco',[m/1.1,m/15]); title('D> Metodo Convencional');

mpause;

```

ccdemo

```

function s=ccdemo( N, dur, Nsinal, T )
% function s=ccdemo( N, dur, Nsinal, T )
%
% Gera sinal pseudo-aleatorio por  $x = 1 + x^3 + x^{10}$  (binario)
% com tempo de cada ciclo de 'dur' amostras, e comprimento total 'N'
% amostras.
% Gera pulso emitido pelo transdutor.
% Adiciona ruido branco gaussiano com fator 'Nsinal'.
% Faz a correlacao cruzada com uma funcao resposta simulada e mostra
% o resultado.
% 'T' e o periodo de amostragem dos sinais.
%
% C.Simon - 06/93.

clg; subplot(221);

% implementa  $x=1+x^3+x^{10}$  (binario)
x=zeros(1,10);
for i=11:1024,
    a=x(i-3)+x(i-10)+1;
    if (a==2),
        a=0;
    else
        a=1;
    end;
    x(i)=a;
end;
x=x-0.5;

x=x(100:100+(N/dur)); % Pega trecho nao estacionario
for i=1:dur,
    y=[y; x];
end;
y=y(:)';
y=[y, zeros(1,N-length(y))];

Ts=0.05;
tr=transd(0.8,10,5,Ts);
tr=tr/max(abs(tr)); % normalizacao
sf=filter(tr,[1],y);

```

```
dirac=zeros(1,1024);
dirac(100)=1;
dirac(300)=-0.5;
dirac(500)=0.25;
sfr=conv(dirac,sf);
rand('normal');
sfn=sfr+Nsinal*rand(1,length(sfr));

x=xcorr(sfn,y);
s=x(length(sfn):length(sfn)+1023);

q=filter(dirac,[1],tr);
q=q+Nsinal*rand(1,length(q));

disp('<enter> para continuar');
pause;
tplot(y,T); title('A> Sinal Pseudo-Aleat. ');
tplot(sf,T); title('B> Pulso emitido');
tplot(dirac,T); title('C> Resposta impulsiva');
tplot(sfn,T); title('D> Eco ruidoso');
mpause;
tplot(s,T); title('E> Sinal processado');
tplot(q,T); title('F> Metodo convencional');
mpause;
```