

EQUALIZAÇÃO DA RESPOSTA DE UM SISTEMA ULTRASSÔNICO PULSO
ECO PELA MODULAÇÃO NÃO LINEAR EM FASE DO SINAL DE EXCITAÇÃO

Tarcisio Martins Dantas

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Biomédica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Biomédica.

Orientadores: João Carlos Machado

Rodrigo Pereira Barretto
da Costa-Félix

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2011

EQUALIZAÇÃO DA ESPOSTA DE UM SISTEMA ULTRASSÔNICO PULSO ECO
PELA MODULAÇÃO NÃO LINEAR EM FASE DO SINAL DE EXCITAÇÃO

Tarcisio Martins Dantas

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA BIOMÉDICA.

Examinada por:

Prof. Dr. João Carlos Machado, Ph.D.

Dr. Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix, D.Sc.

Prof. Dr. Antonio Mauricio F. Leite Miranda de Sá, D.Sc.

Prof. Dr. Julio Cezar Adamowski, D.Sc.

Prof. Dr. Fernando Reiszal Pereira, D.Sc.

Prof. Dr. Joaquim Miguel Maia, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

FEVEREIRO DE 2011

Dantas, Tarcisio Martins

Equalização da Resposta de um Sistema Ultrassônico Pulso Eco pela Modulação Não Linear em Fase do Sinal de Excitação/ Tarcisio Martins Dantas. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2011.

XV, 114 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: João Carlos Machado

Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Biomédica, 2011.

Referências Bibliográficas: p. 110-114.

1. Ultrassom. 2. Pulso modulado. 3. Resposta em frequência. 4. Resolução temporal. 5. Compensação em frequência. 6. Compressão de pulso. I. Machado, João Carlos *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Biomédica. III. Título.

Dedico este trabalho à minha esposa Leila,
aos meus filhos Hugo e Luísa, e aos meus
pais Tarcisio e Iracema.

Agradeço ao meu orientador, professor João Carlos Machado, pela dedicação e pelo exemplo na condução dos muitos problemas que enfrentamos ao longo do curso. Agradeço sua rigidez no trato dos valores da Ciência.

Agradeço igualmente ao meu mais recente orientador, Dr. Rodrigo, sempre com sua visão muito prática e objetiva, conferindo-me seu conhecimento no campo do experimento.

Agradeço também aos meus colegas do programa, pela companhia e pela tolerância ao longo dos anos.

Agradeço ao CNPq, CAPES e FAPERJ pelo apoio financeiro à pesquisa.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

EQUALIZAÇÃO DA RESPOSTA DE UM SISTEMA ULTRASSÔNICO PULSO ECO PELA MODULAÇÃO NÃO LINEAR EM FASE DO SINAL DE EXCITAÇÃO

Tarcisio Martins Dantas

Fevereiro/2011

Orientadores: João Carlos Machado

Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix

Programa: Engenharia Biomédica

Esta Tese apresenta uma técnica de melhoria da resolução de um sistema de ultrassom pulso eco (frequência central de 2,25 MHz) através de duas equalizações em amplitude espectral de frequências. A primeira se dá no sinal de excitação do transdutor através de uma modulação de fase que compensa as perdas do próprio transdutor, do meio de propagação e da instrumentação para a detecção do eco, aumentando a largura de banda de frequências do eco. A segunda equalização se dá na compressão do sinal de eco, quando então a função de transferência de um filtro de Wiener é modelada para melhorar a sua eficiência, assim como reduzir a amplitude dos lóbulos temporais. Inicialmente, este método foi testado em tanque acústico contendo um refletor plano submerso em água e a resolução temporal foi otimizada escolhendo-se, por inspeção, o melhor par contendo o sinal de excitação e o filtro de compressão. Com uma faixa dinâmica do sinal comprimido igual a 30 dB, obteve-se uma resolução axial de $0,6\lambda$. Quando excitado com um sinal de modulação linear em frequência e considerando compressão por filtro casado, assim como a mesma faixa dinâmica do caso anterior, a resolução axial foi de $1,4\lambda$. Com a excitação otimizada o sistema foi testado usando dois refletores submersos em água e com distâncias calibradas entre si. A menor separação detectada foi de $0,73\lambda$.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

EQUALIZED RESPONSE OF AN ULTRASONIC PULSE-ECHO SYSTEM BASED
ON NONLINEAR PHASE MODULATION EXCITATION SIGNAL

Tarcisio Martins Dantas

February/2011

Advisors: João Carlos Machado

Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix

Department: Biomedical Engineering

This Thesis presents a method to improve the resolution of an ultrasound pulse-echo system (center frequency of 2.25 MHz) based on two frequency spectrum equalizations. The first one is performed on the transducer excitation signal by means of a phase modulation that compensates the losses imposed by the transducer, the propagation medium and instrumentation for detecting the echo. This equalization increases the echo frequency bandwidth. The second equalization is done in the compression stage of the echo signal, on which a Wiener filter transfer function is modeled in order to improve its efficiency and to reduce the temporal lobe amplitudes. Initially, the method was tested in a acoustic tank containing a plane reflector immersed in water and the temporal resolution was optimized choosing, for inspection, the best pair of excitation signal and compression filter synthesized by the method. Considering a dynamic range of 30 dB for the compressed signal, an axial resolution of 0.6λ was achieved. With the system submitted to a linear frequency modulation excitation signal and considering echo compression based on matched filter, as well as the same dynamic range, the axial resolution was 1.4λ . As a next step, the system was tested using the optimized excitation and two reflectors immersed in water and apart by calibrated distances. The smallest detected distance between them was $0,73\lambda$.

Sumário

1. Introdução.....	1
2. Revisão Bibliográfica.....	6
2.1. Resumo.....	19
3. Fundamentos Teóricos.....	21
3.1. Sinais Modulados ou Codificados.....	22
3.1.1. Função Ambiguidade.....	22
3.1.2. Classificação da Função Ambiguidade.....	33
3.1.3. Formas de Onda.....	39
3.2. Filtro de Compressão.....	50
3.3. Resumo.....	67
4. Modulação por Compensação em Frequência.....	69
4.1. Formulação Matemática para Geração do MCF.....	70
4.2. Sinal Modulado por Compensação em Frequência para um Sistema de US.....	75
4.3. Resumo.....	81
5. Metodologia de Testes e Materiais.....	83
5.1. Introdução.....	83
5.2. Caracterização do Transdutor.....	84
5.3. Função de Transferência.....	85
5.4. Cálculo e Geração do Sinal MCF.....	89
5.5. Compressão do Sinal de Eco.....	93
5.6. Otimização de n e n'	93
5.7. Resolução de Sistema de US com Distância Calibrada.....	94
5.8. Resumo.....	95
6. Resultados e Discussão.....	97
6.1. Introdução.....	97
6.2. Resolução Otimizada.....	97
6.3. Resolução em Distância Calibrada.....	99
6.4. Discussão.....	103
7. Conclusão.....	109
8. Referências Bibliográficas.....	110

Lista de figuras

Figura 1.1 – Relação entre o tempo de duração de um sinal e a sua banda de frequências.....	2
Figura 3.1 – Relação entre a duração de um sinal, a compressão temporal e a PSD.....	29
Figura 3.2 – Relação entre a duração de um sinal, a compressão em f_d , e a PSD.....	32
Figura 3.3 - Função Ambiguidade de classe A: Pulso de Portadora Constante.....	34
Figura 3.4 - Função Ambiguidade de subclasse B1: Código Barker (N = 13).....	35
Figura 3.5 - Função Ambiguidade de subclasse B2: Pulso de Função de Fase Quadrática.....	36
Figura 3.6 - Função Ambiguidade de classe C: Trem de Pulsos Retangulares.....	37
Figura 3.7 – Amplitude espectral de um sinal MLF na transmissão e na recepção.....	39
Figura 3.8 – Envelope Retangular.....	40
Figura 3.9 – Condições de corte para pulso de portadora constante.....	41
Figura 3.10 – Sinal MLF.....	45
Figura 3.11 – Condição de corte para f_d igual a zero.....	46
Figura 3.12- PSD de um pulso retangular e de um sinal MLF.....	47
Figura 3.13 – Sinal NMLF e suas características.....	49
Figura 3.14 - Diagrama de Bloco de um Filtro Linear.....	51
Figura 3.15 – Compressão de um sinal MLF.....	56
Figura 3.16 – Efeito do transdutor sobre a compressão.....	58
Figura 3.17 – A função Tukey	60
Figura 3.18 – Efeito da função janela na compressão.....	61
Figura 3.19 – Diagrama de Blocos de um Filtro Casado Seguido de um Filtro de Redução de Lóbulos Próximos.....	61
Figura 3.20 – Função Janela Dolph-Chebyshev para -20 dB (--) e -40 dB (-).....	63
Figura 3.21 – Compressão por Filtro de Wiener.....	65
Figura 3.22 – Efeito de n' na compressão.....	66
Figura 4.1 – Etapas de síntese de um sinal FM não linear.....	74
Figura 4.2 – Função de transferência e inversão de banda.....	76

Figura 4.3 – Diagrama de blocos de um sistema de US.....	77
Figura 4.4 – Simulações dos efeitos da inversão espectral da amplitude da função de transferência do sistema de US e de n sobre o sinal de eco comprimido...	80
Figura 4.5 – Caracterização do índice n para filtro de autocorrelação.....	81
Figura 5.1- Resposta impulsiva e amplitude espectral do transdutor.....	85
Figura 5.2- Diagrama de blocos da montagem experimental em tanque d'água com refletor plano e transdutor pistom.....	86
Figura 5.3- Sinal MLF e a amplitude espectral.....	87
Figura 5.4 – Função de transferência a partir de um sinal de varredura em frequência.....	88
Figura 5.5 – Sinais MCF.....	90
Figura 5.6 – Sinais de eco MCF e suas compressões.....	92
Figura 5.7- Diagrama de blocos da montagem experimental em tanque d'água com refletor plano, lâmina de vidro e transdutor pistom.....	95
Figura 6.1- Envoltórias dos sinais de eco de um refletor de alumínio comprimidos para otimizações em -30 dB, -32 dB, -34 dB e -36 dB, respectivamente.....	98
Figura 6.2 – Sinal MLF experimental e sua compressão.....	99
Figura 6.3 – Imagens de lâmina e refletor de alumínio para sinais de excitação MCF em -30 dB, -32 dB, respectivamente.....	100
Figura 6.4 – Imagens de lâmina e refletor de alumínio para sinais de excitação MCF em -34 dB e -36 dB, respectivamente.....	101
Figura 6.5- Imagens de lâmina e refletor de alumínio para sinal de excitação MLF....	102
Figura 6.6 – Sinais Simulados de Pulso Comprimido para Excitação por REC (–) e por MLF (---).....	106
Figura 6.7 – Sinal de Eco Experimental REC Comprimido por Filtro de Wiener.....	107

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Resultados de Furgason, Newhouse <i>et al.</i>	8
Tabela 2.2 – Resultados simulados de Takeuchi.....	8
Tabela 2.3 – Resultados experimentais de O’Donnell(1992).....	9
Tabela 2.4a – Resultados simulados de BT_p em função da profundidade no tecido biológico e da banda do sinal de excitação para atenuação igual a $0,43\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$	11
Tabela 2.4b – Resultados simulados de BT_p em função da profundidade no tecido biológico e da banda do sinal de excitação para atenuação igual a $0,86\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$	11
Tabela 2.4c – Resultados simulados de BT_p em função da profundidade no tecido biológico e da banda do sinal de excitação para atenuação igual a $1,72\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$	11
Tabela 2.5 – Resultados experimentais de compressão de Misaridis, Gammelmark <i>et al.</i> (2000).....	12
Tabela 2.6 – Resultados simulados de Behar (2004).....	14
Tabela 2.7 – Resultados simulados de GSNR em dB, para $f_0=4\text{MHz}$ e banda relativa igual a 65% (Jensen - 2005).....	16
Tabela 2.8 – Resultados simulados por Jensen e Misaridis (2005).....	16
Tabela 2.9 – Resultados experimentais de Jensen e Misaridis (2005).....	17
Tabela 2.10 – Resultados experimentais de Barros (2007).....	17
Tabela 2.11 – Resultados simulados por Oelze (2007).....	19
Tabela 2.12 – Resultados experimentais de Oelze (2007).....	19
Tabela 2.13 – Resultados contidos na Revisão Bibliográfica.....	20
Tabela 3.1 – Classificação da Função Ambiguidade.....	37
Tabela 4.1 – Coeficiente de atenuação (α) de tecidos biológicos.....	69
Tabela 5.1 – Valores característicos nominais do transdutor.....	84

Tabela 5.2 – Valores característicos nominais e reais do transdutor.....	85
Tabela 6.1 – Cálculos de κ , n e n' para a resolução axial otimizada em -10 dB, -20 dB e -30 dB, segundo valores de PLT entre -36 dB e -30 dB, em intervalos de 2 dB.....	98
Tabela 6.2 – PLT e resolução axial para excitação por MLF.....	99
Tabela 6.3 – Comparação entre resultados de resolução, normalizada pelo comprimento de onda, publicados por Oelze em 2007 e os desta Tese.....	108

Lista de Símbolos e Nomenclatura

$a(t)$ – envelope de um sinal

B – banda de frequências

B_{INV} – banda de frequências sob inversão

BMU – biomicroscopia ultrassônica

B_P – banda de frequências de um pulso

B_{TR} – banda de frequências do transdutor

c – velocidade de propagação de onda acústica

D – diâmetro do transdutor

D-C – filtro *Dolph-Chebyshev*

E – energia

F – foco do transdutor

f_0 – frequência central

f_d – desvio de frequência

f_i – frequência instantânea

f_{max} – frequência máxima de banda

f_{min} – frequência mínima de banda

$g_1(t)$ – sinal modulador

$GSNR$ – ganho na relação sinal/ruído

$H(f)$ – função de transferência

$h(t)$ – resposta impulsiva

$|H_{MCF}|$ – amplitude espectral do MCF

$H_{pw}(f)$ – função de transferência do filtro pseudo-Wiener

$H_w(f)$ – função de transferência do filtro de Wiener

IRP – intervalo de repetição de pulso

LF – largura de feixe de US

MCF – modulação por compensação em frequência

MLF – modulação linear em frequência

MNLF – modulação não linear em frequência

$n(t)$ – ruído

$\overline{n_0^2(t)}$ – valor médio quadrático de ruído

$\frac{N_0}{2}$ – densidade espectral de potência de ruído branco

PEC-MCF – pulso de excitação codificada com modulação por compensação em frequência

PLT – pico de lóbulos temporais

PSD – densidade espectral de potência

r_{ax} – resolução axial

REC – *resolution enhancement compression*

$R_w(f)$ – transformada de Fourier do sinal de eco comprimido por filtro descasado

$r_w(t)$ – sinal de eco comprimido por filtro descasado

$s(t)$ – sinal temporal

$s_0(t)$ – sinal de eco comprimido

$s_c(t)$ – sinal complexo

$s_i(t)$ – sinal de eco não comprimido

SNR – relação sinal/ruído

t_m – instante de tempo em que há sinal de eco

T_p – duração do pulso

US – ultrassom

$W(f)$ – função de transferência de filtro descasado

α – coeficiente de atenuação

γ_V – razão de varredura

δ – função impulsiva

$\theta(t)$ – ângulo do sinal senoidal

λ – comprimento de onda

τ – desvio temporal

τ_R – tempo de resolução

τ_p – duração de um sinal após a compressão

$\tau_g(f)$ – atraso de grupo

$\Phi(f)$ – fase espectral de um sinal

$\Phi_w(f)$ – fase da função de transferência do filtro de Wiener

$|\chi(\tau, f_d)|$ – função ambigüidade

$\psi_S(t)$ – envelope complexo de um sinal

$\Psi_S(f)$ – transformada de Fourier de $\psi_S(t)$

$w(t)$ – resposta impulsiva de filtro descasado

1- Introdução

A ultrassonografia na medicina é uma técnica de diagnóstico por imagem bastante difundida em virtude de ser uma modalidade propedêutica não invasiva, de baixo custo relativo, de fácil utilização, e de grande aceitação pelos pacientes. O diagnóstico gerado depende essencialmente da qualidade da imagem, a qual é função do seu nível de resolução espacial alcançado para a profundidade da região avaliada. A imagem clínica de ultrassom (US) é o tipo mais frequentemente utilizado em todo o mundo para diagnóstico médico, sendo aproximadamente 25% do total de imagens avaliadas [1]. Decorrente do interesse comercial, há um maior esforço de avanço tecnológico relacionado com o projeto de novos equipamentos de US, mais especificamente e conseqüentemente, de novas formas de excitação do sistema para geração de imagens.

A alimentação dos transdutores de US para geração de imagem (2MHz a 20MHz) é geralmente feita através de pulsos repetitivos retangulares de tensão, ou de poucos ciclos de senóide (1 a 3 ciclos) usualmente na frequência central da resposta eletromecânica do transdutor. Em virtude da faixa de frequências em torno da qual o transdutor funciona, ele é classificado como um dispositivo de banda larga (maior que 40% da frequência central) [2]. Apenas como uma conformação de termos, fica entendido deste ponto em diante, que os sistemas de US que assim operam, são os sistemas convencionais, ou sistemas simplesmente pulsados.

As frequências altas são importantes para melhores resultados de resolução de imagem [3], o que pode ser verificado através da equação (1.1), que define a resolução axial (r_{ax}) como sendo:

$$r_{ax} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2B}, \quad (1.1)$$

onde T_p é a duração e B é a banda de frequências do pulso emitido pelo transdutor, respectivamente, e c é a velocidade da onda acústica.

No entanto, o tecido biológico tem perdas que aumentam com a frequência, e isso limita a profundidade de penetração da onda de US. Desse modo, para maior profundidade de penetração do sinal de US no tecido, faz-se necessário o aumento de sua energia. A equação (1.2) define a energia E de um sinal $s(t)$ [3].

$$E = \int_0^{T_P} s^2(t) dt \quad (1.2)$$

O único caminho possível para o aumento da energia é através do tempo de duração do sinal, visto que a amplitude deve respeitar os limites de segurança do paciente [3, 4]. Na figura 1.1, verifica-se a relação entre o tempo de duração de sinais de pulso eco e a banda de frequências.

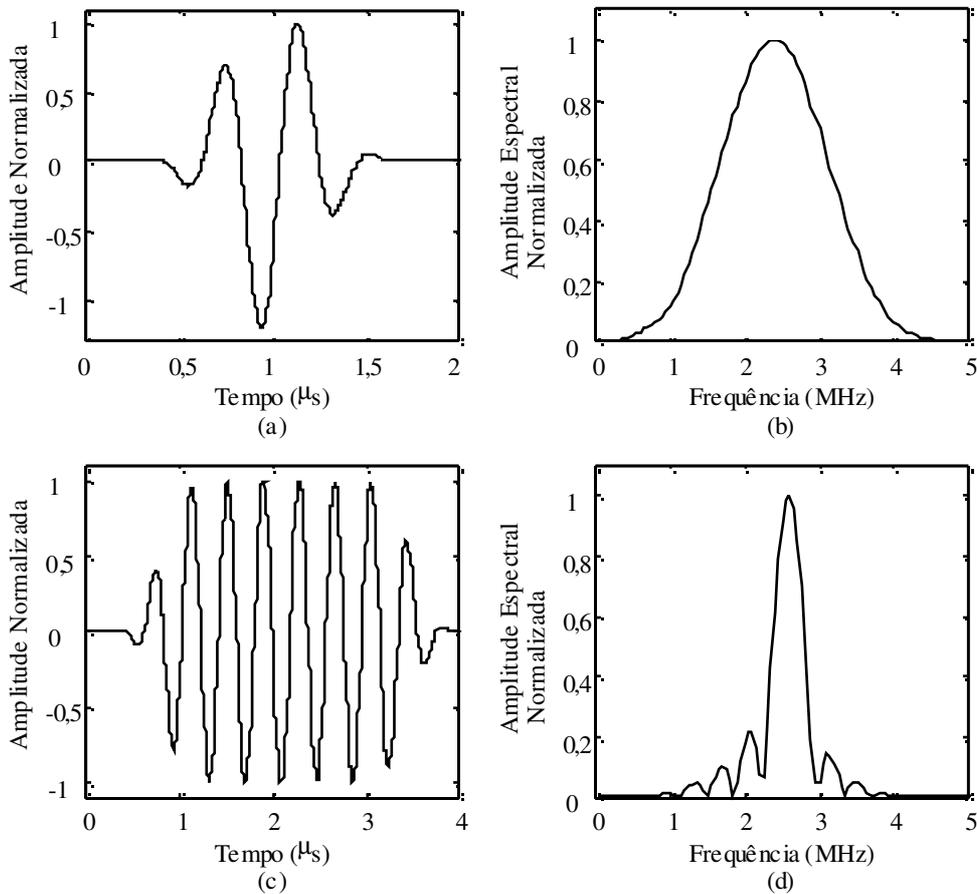


Figura 1.1 – Relação entre o tempo de duração de um sinal e a banda de frequências: (a) Sinal de RF para transdutor excitado por um ciclo de senóide, (b) Respectiva amplitude espectral, (c) Sinal de RF para transdutor excitado por seis ciclos de senóide, (d) Respectiva amplitude espectral.

De acordo com a Equação (1.1), os sinais pulsados de longa duração têm banda de frequências estreita, e então de pior resolução. Assim, imagens de melhor resolução e

de maior penetração do campo acústico no tecido se opõem para sistemas de US convencionais.

Em sistemas não convencionais de US, a resolução depende minimamente do tempo de duração, e muito da banda de frequências do sinal. Assim, é possível gerar longos sinais, de banda larga de frequências [3].

Resolução e capacidade de penetração do sinal podem ser avaliadas através da relação sinal/ruído (*SNR*), e altos valores para *SNR* são alcançados com o advento de outro tipo de sinal de excitação do sistema de US. São os sinais modulados, ou codificados, de pulso comprimido [5].

Os sinais modulados de pulso comprimido são os mais pesquisados para aplicações em sistemas de US [6], e são assim definidos por motivo de uma compressão aplicada por um filtro de autocorrelação ao sinal de eco, na recepção. A eficiência de tal filtro é definida através de um parâmetro de compressão, $B\tau_p$ (B é a banda do sinal modulado e τ_p é a sua duração após a compressão), que na terminologia dos filtros de autocorrelação é chamado de produto $B\tau$. Esse produto também expressa, como será visto adiante, o ganho na relação *SNR* de um sistema que opera com sinais modulados em comparação ao que utiliza sinais simplesmente pulsados. Observe-se ainda que o sinal que gera a imagem, em sistemas de pulso comprimido, é uma autocorrelação do sinal de eco. Sendo assim, a resolução axial recai sobre o resultado da compressão do sinal de eco por autocorrelação, e não sobre o eco propriamente dito. Então, é possível gerar um sinal de longa duração (sinal modulado), mas mantendo o sinal comprimido pela função de autocorrelação estreito o suficiente para uma resolução adequada à formação de imagens médicas. Na verdade, tal técnica já é, há muito, utilizada em sistemas de radar [7]. Porém, as dificuldades de propagação do US, que são inerentes ao meio biológico [6], tais como a não homogeneidade da velocidade do som, a atenuação dependente da frequência, a distribuição contínua de espalhadores, a movimentação de espalhadores durante o intervalo de repetição de pulsos (IRP) de excitação do transdutor, dentre outras, superiores às encontradas na atmosfera onde o radar é empregado, exigem tratamentos adicionais ao sinal.

Através de pesquisas recentes [8], o melhor sinal (modulado) para as imagens de US é o de modulação linear em frequência (MLF). Este tipo de sinal tem envelope de forma de onda constante, frequência instantânea com variação temporal linear, e distribuição de energia uniforme entre os diferentes componentes espectrais do sinal.

Os sinais de pulso comprimido têm como característica importante para os sistemas de US, quando do seu emprego, a distribuição de energia em lóbulos temporais em torno de um lobo principal. Dependendo do tratamento dado ao sinal de excitação do transdutor de US, esses lóbulos temporais têm intensidade alta o suficiente para gerar artefatos na imagem formada. A razão entre a máxima amplitude da envoltória do sinal comprimido (lobo principal), e a máxima amplitude dos lóbulos temporais dessa mesma envoltória define a faixa dinâmica da compressão. Em termos práticos, as imagens de US usadas em medicina devem ser geradas a partir de sinais de eco que comportem faixas dinâmicas de 60 dB [8]. Alguns outros autores sugerem valores menores de faixa dinâmica, como 45 dB [9, 10].

Até o presente momento, há um grande esforço de pesquisa no emprego de sinais de excitação modulados em sistemas de US, porém reduzindo os lóbulos temporais quando o eco é comprimido [8, 11-14].

Técnicas de otimização orientam visando ao melhor esquema excitação/compressão para a redução do nível dos lóbulos temporais. São elas a função *Tapering* (função que define o envelope modulador), filtros descasados, adequação da banda relativa do sinal de varredura, filtro de correlação entre o eco e o sinal de excitação (em substituição ao filtro de autocorrelação). Todas essas técnicas têm como ponto comum a manutenção da linearidade temporal na variação da frequência do sinal de excitação do transdutor.

No contexto atual, esta tese de doutorado propõe um método que melhora a resolução do sistema de US em valores acima de 30% em relação aos que foram publicados mais recentemente [9], através de duas compensações em amplitude espectral de frequências. A primeira delas é uma pré-filtragem pela equalização do sinal modulado de excitação do transdutor, de modo a aumentar a banda de frequências do sinal de eco, mantendo uma característica plana na amplitude espectral, dado que a resposta em frequência do sistema de US é determinada inicialmente. A segunda compensação é uma pós-filtragem que ocorre na etapa de compressão do sinal de eco. Estas compensações em frequência se configuram como mais uma etapa no esquema de otimização final do sinal comprimido. A otimização das compensações se dá pela escolha da banda de inversão da amplitude espectral, da função de transferência do sistema pulso eco, e de índices que controlam o nível dos lóbulos temporais com o aumento da banda de frequências. O novo sinal de excitação assim gerado mantém o envelope plano, mas perde a linearidade na varredura em frequência.

O método proposto foi simulado numericamente usando-se o programa FIELD II [15], determinando-se resultados de resolução temporal, nível de lóbulos temporais e *SNR* para o sinal de eco comprimido, em meios sem perdas. Os resultados simulados foram validados através de testes experimentais em banco acústico de um sistema de pulso eco, constituído de um transdutor do tipo pistom imerso em água, refletor plano de alumínio e lâmina de vidro.

No capítulo 2 apresenta-se uma revisão bibliográfica dos trabalhos relacionados. No capítulo 3 desenvolvem-se os fundamentos teóricos que servem de base para esta tese. No capítulo 4 faz-se o estudo do método que compensa a resposta espectral do sistema de US. No capítulo 5 propõe-se a metodologia de testes. No capítulo 6 faz-se a apresentação de resultados e a sua discussão, enquanto que no capítulo 7 conclui-se o texto. O capítulo 8 lista as referências bibliográficas.

2- Revisão Bibliográfica

As técnicas de codificação do sinal foram empregadas inicialmente nas aplicações militares, e com exclusividade, até meados da década de 70 [16, 17]. Cook [17] foi o pioneiro na *Sperry Gyroscope Company*. Em virtude de trabalhos ali realizados em processamento de sinais, foi convidado por Charles E. Brockner a participar de sua equipe que dispunha de um orçamento de \$5000, em 1952. O objetivo foi o aumento da potência média do radar (10 dB), sem ultrapassar os limites de pico alcançados até então. Para isso, utilizou um sinal modulado na excitação do radar, com varredura linear em frequência, mantendo a resolução em valores típicos dos sistemas que operavam por pulsos de tensão. Coube a Cook projetar o filtro de compressão. O projeto e o aperfeiçoamento do filtro de compressão custaram-lhe 15 anos de trabalho contínuo. Todo o seu esforço e de sua equipe tornaram concretos projetos como o do radar AN/FPS-35, o primeiro a utilizar sinal de pulso comprimido.

Vários artigos foram publicados por COOK [18-20] nos anos 60, destacando-se o foco de sua pesquisa que sempre visou ao aperfeiçoamento tecnológico do sistema de radar, de maneira a atender a demanda por uma faixa crescente por objetos detectados no espaço aéreo, com o aumento da potência média. O mais interessante é que os problemas apontados na atualidade como decorrentes da codificação de sinais, são aqueles definidos por COOK [18]. Dentre eles, a distribuição temporal do sinal de eco comprimido, como na função *sinc*. Ele descreveu uma otimização parcial da geração do sinal de excitação do sistema de radar pela análise espectral de uma classe de sinais codificados, e a base para a compressão posterior. Pelo princípio de conservação de energia, ele definiu a razão de compressão, importante para o estudo da eficiência do filtro de correlação. Evidentemente, a concretização de sua pesquisa foi a proposta e implementação do *hardware* do filtro de compressão, totalmente analógico (*bridged-T*) [18].

Em 1975, FURGASON, NEWHOUSE *et al.* [21] foram os pioneiros na utilização de sinais codificados aplicados ao US. No trabalho publicado, utilizaram a técnica de correlação de sinais aleatórios para aumentar a eficiência da detecção de falhas em materiais. Obtiveram um ganho na *SNR* (*GSNR*) da ordem de 10^4 (30 – 40dB).

Os sistemas de correlação de sinais aleatórios são aqueles que utilizam sinais com características de ruído branco, em virtude de sua banda plana de frequências,

favorecendo a compressão, que teoricamente seria uma função impulsiva no tempo. Na alimentação do sinal de excitação, uma cópia do mesmo passa por uma linha de retardo e é tomada como referência para a compressão do sinal de eco. O retardo é dependente do tempo de chegada do sinal de eco, o que trouxe dificuldades iniciais para experimentos em tempo real.

Variações desta codificação a substituem mais eficientemente quanto à redução dos lóbulos temporais, como por exemplo os códigos binários complementares. O código Golay é um código pseudo-aleatório constituído de pares de seqüências binárias complementares. Os sinais de eco de ambas as seqüências são comprimidos por filtro casado, e somados para minimizar os lóbulos temporais e aumentar a amplitude do lobo principal. O filtro casado é definido pela autocorrelação do sinal, corrigindo as suas distorções de fase, e desse modo comprimindo-o.

Esta seqüência foi introduzida por GOLAY [22] em 1949, desenvolvendo várias técnicas de construção de seqüências de comprimento 2^N (N é o número de bits), entre 1961 e 1962. Ela tem aplicações em sistemas de radar, ultrassom, e técnicas de modulação usando espalhamento espectral, como exemplos [23-25]. Posteriormente, esta teoria foi generalizada para seqüências polifásicas, mas por outros autores [26, 27]. A principal característica desta codificação é o longo tempo necessário para a compressão, em razão do comprimento da seqüência binária.

Nos experimentos de FURGASON, NEWHOUSE *et al.* [21], o retardo no sinal de referência foi obtido através de um segundo par de transdutores de US submersos em água. A distância entre eles controlava a eficiência da compressão do sinal de eco. Como mencionado pelos autores, limitações mecânicas do ajuste levaram a baixas faixas dinâmicas do sinal comprimido, quando outros alvos eram considerados, além do utilizado na calibração.

Em seus experimentos, a resolução foi verificada para sinais simplesmente pulsados (salva de senóides) e para sinais codificados. Através de um tanque de água contendo um fio refletor com diâmetro de 1 mm, demonstraram que a energia média diminuiu ao reduzir o número de ciclos do sistema pulsado, de 20 (4 μ s) para 5 (1 μ s) ciclos de senóide, com o intuito de melhorar a resolução. Essa ação não se fez necessária ao sistema codificado de 4 μ s (T_p) visto que a resolução foi relativamente satisfatória e comparável ao melhor caso do sistema pulsado (1 μ s). Em ambos os casos a frequência central foi igual a 4,8 MHz, e a banda do sinal codificado igual a 2 MHz.

Não foi feita qualquer consideração sobre faixa dinâmica do sinal comprimido. Os resultados de FURGASON, NEWHOUSE *et al.* [21] estão reunidos na tabela a seguir.

Tabela 2.1 – Resultados de FURGASON, NEWHOUSE *et al.* [21].

T_P	Resolução axial	
	Ciclos de senóide	Sinal codificado
4 μ s	*	< 1 mm
1 μ s	< 1 mm	< 1 mm

* resultado não declarado pelos autores

Somente a partir de 1979, através do trabalho de pesquisa de TAKEUCHI [28], a codificação de sinais foi empregada em sistemas de US aplicados à medicina. Utilizando-se de simulações numéricas, discutiu duas técnicas de modulação por espalhamento espectral (modulação linear em frequência e modulação em fase), com o objetivo de aumentar a energia total da onda acústica no meio. Em virtude das propriedades acústicas do tecido biológico, e pelos aspectos construtivos do dispositivo utilizado para a modulação e a compressão do sinal (tecnologia *SAW – surface acoustic wave*), propôs a codificação em fase com uma seqüência pseudo-aleatória de 16 bits, segundo Golay, como sinal modulante mais indicado. A tabela 2.2 mostra alguns dos seus resultados, relevantes para esta tese.

Tabela 2.2 – Resultados simulados de TAKEUCHI [28].

Takeuchi (1979)	
Frequência central (MHz)	2,5
Banda (MHz)	0,6
Resolução axial	2λ
Faixa dinâmica (dB)	30

A utilização de seqüências binárias complementares em US foi ainda objeto de pesquisas durante alguns anos. Em 1980, ELIAS [29] aperfeiçoou o experimento de FURGASON, NEWHOUSE *et al.* [21]. Descreveu um sistema alternativo de dois geradores de sinais independentes para produzir seqüências-m binárias complementares. Um era dedicado ao sinal de transmissão e o outro era dedicado ao filtro de compressão. Um ajuste de fase entre os geradores, determinado pela resposta impulsiva do sistema

de US, substituiu a linha de retardo mecânica de 1975. Seus resultados revelaram valores semelhantes de resolução publicados em 1975 (melhor que 1 mm), porém com um aumento da faixa dinâmica do sinal comprimido para 47 dB. O comprimento do seu código foi de 375 bits.

Embora a pesquisa de LEE e FURGASON [23] não fosse, até então, aplicada à medicina, em 1981 apresentaram um trabalho no *Ultrasonics Symposium* fazendo várias observações práticas neste campo, propondo uma codificação Golay de 64 bits. Na montagem experimental, que foi uma modificação do trabalho de 1975 [21], o retardo entre o sinal principal e o seu complementar foi realizado através de registradores de deslocamento, o que deu maior velocidade de resposta ao sistema detector de falhas. Esse foi o principal objetivo da pesquisa: obter resultados de resolução comparáveis aos do sistema convencional, mas através de uma codificação de baixo tempo de duração em relação ao praticado até aquele momento. Suas metas foram alcançadas com uma faixa dinâmica do sinal comprimido igual a 20 dB. A frequência central do sistema foi igual a 5 MHz, e a sua banda relativa igual a 40%.

Nos anos 90, O'DONNELL [5] inicia uma nova tendência da codificação de sinais de US, abandonando as seqüências de bits complementares, fazendo uso da velha técnica de espalhamento espectral pela modulação linear em frequência. Sua codificação era uma seqüência de pulsos de tensão de onda quadrada com tempo de duração e intervalos dependentes de um sinal MLF. A frequência fundamental desses bits variava, portanto, linearmente com o tempo. Essa codificação foi denominada *pseudo-chirp*, e seu espectro tinha amplitude aproximadamente plana numa faixa larga de frequências (>40%), o que é importante para a compressão do sinal de eco, como será mostrado posteriormente. A tabela 2.3 resume um dos seus resultados experimentais mais expressivos para esta tese.

Tabela 2.3 – Resultados experimentais de O'DONNELL [5] (1992).

O'Donnell (1992)	
Compressão	Filtro casado
Frequência central (MHz)	3,33
Banda relativa	40%
GSNR (dB)	13
Faixa dinâmica (dB)	30
BT_P	25

Essas foram algumas publicações precursoras dos sistemas codificados, de desenvolvimento do sistema propriamente dito. A partir daí surgiram, mais intensamente, artigos explorando as aplicações dos sistemas codificados ao ultrassom para medicina.

Em 1994, RAO [30] avançou no estudo do sinal MLF como excitação para sistemas de US em medicina, porém incluindo em suas simulações três diferentes perdas típicas do tecido biológico. Ao considerar tais aplicações, ele apontou quatro propriedades de maior relevância para o sistema de US, a saber:

- em virtude das perdas do tecido biológico, o valor efetivo do produto BT_p , do qual depende o ganho de SNR, é menor que o calculado;
- o efeito da distorção do sinal de eco, devido à dispersão presente no tecido mole, sobre a eficiência da compressão;
- o aumento do ruído de *speckle* em relação ao nível de ruído recebido, após a compressão. O *speckle* [31] é formado pela interferência, na face do transdutor de recepção, de sinais de eco de diferentes regiões do tecido biológico, formando artefatos nas imagens de US;
- o efeito da dependência entre a difração do feixe de US e a frequência, sobre a resolução lateral.

Seu objetivo foi estudar o ganho de SNR, considerando o tecido biológico como meio de propagação, estimando o produto BT_p relacionado com o sinal de eco proveniente de cinco profundidades (1 a 5 cm), para perdas de 0,43, 0,86 e 1,72 $\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$, e para três principais tipos de ruídos (térmico, *speckle* e lóbulos temporais). O sinal de excitação teve duração de 12,5 μs , e frequência central igual ao dobro da sua banda, entre os valores de 0,5 MHz, 1,02 MHz, 1,57 MHz e 2,12 MHz. As tabelas 2.4a – 2.4c indicam as variações de BT_p do sinal de eco em função de três profundidades do tecido (1cm, 3cm e 5cm), em bandas de 0,5 MHz e 2,12 MHz, e atenuações consideradas.

Tabela 2.4a – Resultados simulados de BT_p em função da profundidade no tecido biológico e da banda do sinal de excitação para atenuação igual a $0,43\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$.

$\alpha = 0,43\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$		
Profundidade (cm)	Banda de frequências (B)	
	0,5 MHz	2,12 MHz
1	$BT_p = 4,2$	$BT_p = 16,4$
3	$BT_p = 4,2$	$BT_p = 14,2$
5	$BT_p = 4,2$	$BT_p = 11,5$

Tabela 2.4b – Resultados simulados de BT_p em função da profundidade no tecido biológico e da banda do sinal de excitação para atenuação igual a $0,86\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$.

$\alpha = 0,86\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$		
Profundidade (cm)	Banda de frequências (B)	
	0,5 MHz	2,12 MHz
1	$BT_p = 5,6$	$BT_p = 19,3$
3	$BT_p = 5,0$	$BT_p = 12,8$
5	$BT_p = 5,0$	$BT_p = 5,0$

Tabela 2.4c – Resultados simulados de BT_p em função da profundidade no tecido biológico e da banda do sinal de excitação para atenuação igual a $1,72\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$.

$\alpha = 1,72\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$		
Profundidade (cm)	Banda de frequências (B)	
	0,5 MHz	2,12 MHz
1	$BT_p = 4,4$	$BT_p = 13,3$
3	$BT_p = 4,4$	$BT_p = 2,2$
5	$BT_p = 3,2$	$BT_p = 0,0$

MISARIDIS, GAMMELMARK *et al.* [32], em 2000, desenvolveram um sistema experimental de varredura utilizando codificação de sinais, através de modificações em aparelho comercial de ultrassonografia modelo 3535 (Brüel Kjaer Medical A/S; Suécia). A excitação do transdutor foi feita com um sinal MLF de 4MHz para a frequência central, banda relativa de 67% e T_p igual a 20 μ s. Foram geradas imagens de *phantom* com perdas, assim como de uma vesícula biliar de um voluntário. O sinal de eco foi comprimido através de filtro descasado. A tabela 2.5 apresenta um dos seus resultados experimentais de resolução em *phantom* para uma perda de 1 dB \cdot cm⁻¹ \cdot MHz⁻¹.

Tabela 2.5 – Resultados experimentais de compressão de MISARIDIS, GAMMELMARK *et al.* [32] (2000).

Excitação	$r_{ax}(-20dB)$
Pulso	1,8 λ
MLF	2,7 λ

Apesar de uma piora na resolução, o ganho na SNR entre 12 e 17dB aumentou a profundidade de investigação do meio entre 7 e 10 cm, em relação ao sistema de US convencional.

Ainda nessa mesma linha de pesquisa, PEDERSEN, MISARIDIS *et al.* [3] em 2003 fizeram uma avaliação da qualidade de imagens de US geradas *in vivo*, num total de nove voluntários. Os seus abdômens foram analisados em três posições distintas, tanto para o sistema pulsado quanto para o sistema codificado. Ambos os sistemas foram os mesmos utilizados na publicação de 2000.

Esse foi o primeiro trabalho publicado de estatística da avaliação clínica da qualidade de imagem de US, o qual concluiu que houve aumento, com significância estatística ($p < 0,001$), na penetração de sinal em 2 cm, assim como significativa melhoria ($p < 0,001$) nas imagens, do sistema codificado em relação ao pulsado. Para essa avaliação, vinte e sete pares de ultrassonografias foram realizadas para as mesmas três posições de abdômen dos voluntários. Cada par foi composto por imagens obtidas pelo sistema convencional de US, assim como pelo sistema de US codificado, e a ordem da distribuição das imagens em cada par foi aleatória. Essas imagens foram analisadas por três médicos especialistas através de questionário apropriado.

Há aplicações clínicas das imagens de US, em que as perdas são mais acentuadas em virtude da estrutura biológica ser relativamente mais profunda, ou ainda pela natureza constitutiva do tecido, como é o caso do osso. Os sistemas de US codificados, igualmente têm aí um campo de expansão. Neste contexto, NOWICKI, LITNIEWSKI *et al.* [33], também em 2003, utilizaram sinais de excitação codificados para estimar a atenuação do US em osso, contribuindo para o diagnóstico da osteoporose.

Descreveram uma abordagem em torno do problema, considerando a medição da atenuação realizada numa faixa larga de frequências e para três tipos de sinais de excitação: modulação de fase, usando códigos de Barker (13 bits) e código Golay (16 bits), e MLF. Todos com frequência central igual a 1 MHz. A codificação por MLF varreu uma faixa de frequências de 0,4 a 1,4 MHz, num intervalo de 16 μ s (T_p), conferindo-lhe um ganho na SNR de 12 dB.

A atenuação foi estimada através das amplitudes espectrais dos sinais de eco dos calcâneos de três voluntárias saudáveis, e comparada com resultados obtidos de sinais de eco para excitação pulsada. Os autores observaram que a faixa larga de frequências alcançada com os sinais codificados foi um ponto positivo da pesquisa, uma vez que isto se reflete num diagnóstico da osteoporose mais apurado. Concluíram que a codificação por Golay gerou um ganho na SNR superior aos dos demais sinais, ultrapassando o valor de 32 dB em relação ao sistema pulsado.

Existem outras aplicações clínicas do US nas quais a resolução é o principal ganho nas imagens geradas. Os estudos consideram situações de baixa profundidade de penetração da onda no tecido, como na oftalmologia e na dermatologia. Isto permitiu operações com equipamentos de ultrassonografia de alta frequência (maior que 10 MHz), definindo a biomicroscopia ultrassônica (BMU) [34].

Mais recentemente, BOSISIO, HASQUENOPH *et al.* [35], em 2010, utilizaram sinais codificados de BMU em ratos para aumentar a penetração do campo acústico em seus tecidos. Para isso, utilizaram sinais de excitação MLF com frequência central em 31 MHz e 46 MHz, e bandas de 40 MHz e 50 MHz, respectivamente. Três valores de T_p foram empregados (1,28, 2,56 e 5,12 μ s), e concluíram que houve ganhos na SNR de 10 a 15 dB. Este ganho aumentou a profundidade investigativa de 2 a 3 mm no tecido. A faixa dinâmica do sinal comprimido relatada foi superior a 60 dB.

Ao longo do histórico de utilização dos sinais de pulso comprimidos em US, houve uma grande variedade de excitações propostas [6], tais como as modulações de fase por Golay, por Barker, pela sequência-m, assim como as modulações lineares e não lineares em frequência, cada proposta apresentando diferentes eficiências na compressão do sinal de eco. O avanço natural das pesquisas foi a busca da otimização dos sistemas codificados, visto que as variáveis do problema já haviam sido identificadas (resolução axial, faixa dinâmica do sinal comprimido, GSNR e banda de frequências do sinal de eco).

BEHAR [12], em 2004, fez um estudo teórico e de simulações numéricas através de um algoritmo de otimização do esquema excitação/compressão, porém restrito ao sinal de excitação MLF. Através de simulações desenvolvidas no programa FIELD II [15], ela apresentou seu algoritmo, que convergia para a melhor configuração de filtro de compressão (casado, correlação cruzada e descasado), de distorção de pré-filtragem do sinal de excitação (funções de alisamento do tipo *Tukey*, *Parzen* e *Lanczos*), da razão entre a faixa de frequências do MLF e a banda do transdutor (B_P / B_{TR}), e do fator de quantização de conversão A/D (análogo/digital) do sistema de US.

Os testes foram realizados em sinais MLF de 4 e 8 MHz, aplicados em transdutores matriciais de varredura eletrônica, para cálculo de resolução e geração de imagens de *phantoms* sem perdas, contendo cistos e espalhadores. A otimização acima citada teve como base a maximização da *SNR* e da faixa dinâmica do sinal de eco comprimido, resultando em um filtro de compressão descasado, com a função *Dolph-Chebyshev*, na função *Lanczos* de alisamento do sinal de excitação, e na razão B_P / B_{TR} igual a 2,5 ($B_P = 6\text{MHz}$). A tabela 2.6 resume alguns dos seus resultados de simulação. Os valores de GSNR são relativos ao sistema convencional de US.

Tabela 2.6 – Resultados simulados de BEHAR [12] (2004).

f_0 (MHz)	$r_{ax}(-20\text{dB})$	Faixa dinâmica (dB)	GSNR (dB)	B_P (MHz)	B_{TR} / f_0
4,0	$1,8\lambda$	80	18	6	0,60
8,0	$0,92\lambda$	94	21	12	0,60

O crescente interesse científico pelos sinais codificados em US ficou patente no ano de 2005 com a edição especialmente dedicada ao tema, da *IEEE Transactions on*

Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. Em decorrência dos interesses expressos nesta tese, destacam-se as publicações de DONNELL e WANG [36] e de MISARIDIS e JENSEN [8, 13, 14], com seu importante artigo de revisão.

DONNELL e WANG [36] estudaram uma configuração apropriada às aplicações médicas intravasculares, propondo um esquema de geração de imagens em tempo real, com baixo produto BT_p em virtude da exigência de imagens de campo próximo. O transdutor ficou integrado em um catéter apropriado às intervenções coronarianas. Quanto à compressão, fizeram uso do filtro de inversão para aumentar a faixa dinâmica do sinal de eco comprimido, uma vez que baixos valores de BT_p implicam em altos níveis dos lóbulos temporais. Como excitação, utilizaram uma seqüência de 21 bits adequadamente ajustados ao transdutor através de pulsos de tensão, com frequência central igual a 10 MHz e banda relativa entre 35 e 40%. Desenvolveram um protótipo em que implementa seu esquema, com um valor de T_p igual a 2,6 μ s, confirmando um GSNR superior a 10 dB. O sinal de eco do fundo do seu tanque acústico teve resoluções de $1,5\lambda$, $2,9\lambda$ e 5λ , para faixas dinâmicas de 10 dB, 20 dB e 30 dB, respectivamente.

MISARIDIS e JENSEN [8], neste primeiro artigo, expuseram os conceitos básicos da codificação de sinais, apontando as principais variáveis no seu emprego, em substituição aos sistemas simplesmente pulsados. De modo mais completo que BEHAR [12], enumeraram diferentes códigos de excitação, assim como diferentes filtros de compressão, para meios com perdas. O alvo, na segunda metade do artigo, foi a otimização do esquema excitação/compressão. Para isso, eles utilizaram a função ambigüidade [25] em seu algoritmo, tão largamente empregada em análises semelhantes nos sistemas de radar.

Além das perdas, eles incluíram, em seu trabalho, várias outras propriedades do sistema de US e do meio biológico, como a resposta em frequência do transdutor, a atenuação dependente da frequência, e a presença de *speckle*. A otimização foi determinada através de estudo comparativo dos códigos, pela função ambigüidade, desenvolvendo uma classificação baseada na capacidade de compressão do eco e de sua sensibilidade às perdas. Realizaram simulações numéricas no FIELD II (desenvolvido por Jensen), validando os resultados através de experimentos.

Dos códigos inicialmente apresentados, pré-selecionou a modulação linear (MLF) e a não linear em frequência (MNLF), o MLF modificado e o código *Golay*.

O cálculo da GSNR em meios com perdas, para diferentes profundidades de campo acústico, teve o melhor valor para a excitação por sinal MLF. A tabela 2.7 apresenta alguns dos seus resultados simulados [8].

Tabela 2.7 – Resultados simulados de GSNR em dB, para $f_0 = 4$ MHz e banda relativa igual a 65%.

GSNR		
	Profundidade	
	6 cm	20 cm
MLF	10,9 dB	15,9 dB
MLF modificado	10,2 dB	15,9 dB
MNLF	12,8 dB	12,2 dB
<i>Golay</i>	14,5 dB	13,3 dB

Oportunamente, os autores descreveram filtros de compressão alternativos ao filtro casado (filtro inversor, filtro de Wiener, filtro de correlação cruzada, filtro descasado), indicando o filtro de correlação cruzada entre o sinal de eco e o de excitação do sistema, como o de melhor resolução. Este filtro manteve os lóbulos temporais em nível máximo aceitável (-40 dB), mas para T_p mínimo de 25 μ s. O nível máximo dos lóbulos temporais foi de -60 dB para filtro descasado (*Dolph-Chebyshev*), porém com uma pior resolução.

No segundo artigo, MISARIDIS e JENSEN [13] fizeram estudo pormenorizado dos lóbulos temporais e da redução das suas amplitudes através de filtros descasados, como os filtros *Hanning*, *Kaiser*, *Blackman*, *Hamming*, *Dolph-Chebyshev* (D-C). A tabela 2.8 mostra alguns resultados simulados pelos autores, para meios sem perdas.

Tabela 2.8 – Resultados simulados por Jensen e Misaridis (2005).

Filtro de compressão	$r_{ax}(-20dB)$	Faixa dinâmica (dB)
<i>Hamming</i>	$1,8\lambda$	80
D-C	$2,2\lambda$	80
Casado	$1,1\lambda$	15

A tabela 2.9 mostra resultados experimentais para um ponto espalhador em *phantom*, localizado a 16 cm de profundidade.

Tabela 2.9 – Resultados experimentais de Jensen e Misaridis (2005).

	Sem perdas		Com perdas ($0,7\text{dB}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{MHz}^{-1}$)	
	$r_{ax}(-20\text{dB})$	Faixa dinâmica (dB)	$r_{ax}(-20\text{dB})$	Faixa dinâmica (dB)
Pulso	$1,49 \lambda$	80	$0,90 \lambda$	40
MLF	$1,92 \lambda$	80	$2,13 \lambda$	60
NMLF	$1,77 \lambda$	80	$2,41 \lambda$	*
<i>Golay</i>	$2,17 \lambda$	80	$3,00 \lambda$	35

* resultado não declarado pelos autores

Recentemente, novas técnicas de codificação de sinais de excitação do US foram propostas [37, 38]. A base comum a estas pesquisas foi a modulação em frequência da portadora e uma pré-distorção de fase ou amplitude, tendo-se em vista a correção da resposta em frequência do sistema de US através de uma banda sob inversão.

BARROS [37], em sua dissertação (2007), aplica a técnica de codificação aos sistemas de US apresentada por COSTA-FÉLIX [38] em tese de doutorado (2005), com a finalidade de avaliar a melhoria na resolução axial, assim como a otimização através de técnica apropriada de compressão. Especificamente, seu primeiro objetivo foi comparar resultados de resolução da codificação por ele proposta com a codificação MLF, através de ecos de um tarugo refletor de aço inoxidável. O segundo objetivo foi estudar a capacidade de identificação dos sinais de eco provenientes de dois refletores em função da distância de separação dos mesmos. O pulso de excitação codificada com modulação por compensação em frequência (PEC-MCF) foi avaliado para três bandas de inversão (faixa de frequências em que a amplitude espectral variou 6, 9 e 12 dB). Os resultados por ele alcançados estão indicados na tabela 2.10.

Tabela 2.10 – Resultados experimentais de Barros (2007).

Codificação	B_{INV}	$r_{ax}(-6\text{dB})$	Faixa dinâmica (dB)
PEC-MCF	6 dB	$0,45\lambda$	14,8
	9 dB	$0,36\lambda$	13,7
	12 dB	$0,31\lambda$	12,6
MLF	-	$0,61\lambda$	26,9

OELZE [9], em 2007, publicou um trabalho de grande relevância para a presente tese de doutorado, pelo fato dos seus resultados serem os melhores alcançados, dentre os disponíveis na literatura, em aplicações dos pulsos de sinais comprimidos em US.

O autor desenvolveu uma técnica de pré-ênfase em amplitude de um sinal MLF, chamada REC (*resolution enhancement compression*) com vistas ao aumento da banda de frequências do sinal de eco em relação ao sinal de eco por MLF de amplitude constante.

As principais contribuições de sua pesquisa foram a pré-ênfase definida pela convolução equivalente, a compressão por filtro de Wiener, e a convolução equivalente no sinal de referência da compressão, para reduzir o nível dos lóbulos temporais.

Em sua técnica, a resposta impulsiva do transdutor (real) convoluída com o sinal MLF equalizado é igual a resposta impulsiva de um transdutor de banda mais larga (fictício) convoluído com um MLF de amplitude constante. Dessa forma, o sinal MLF equalizado é determinado, tendo como característica uma maior amplitude em faixas de frequências onde a conversão eletromecânica é de baixa eficiência, no transdutor em que é aplicado.

Oelze tomou como transdutor fictício um de banda relativa de 100%, o que é extremamente conveniente a uma boa compressão de sinal de eco. A compressão ideal é aquela que restitui ao produto BT_p o valor unitário.

A equação da convolução equivalente foi expressa no domínio da frequência, e neste caso, a transformada de Fourier do sinal MLF equalizado dependeu da inversão da resposta em frequência do transdutor real. O autor substituiu tal operação pela função do filtro de Wiener, não revelando a faixa de frequências invertida, uma vez que ela deve ser sempre limitada por razões práticas. Assim sendo, Oelze empregou a função do filtro de Wiener em duas etapas. Na geração do sinal codificado, onde considerou o ruído de espectro plano, e na compressão, onde definiu um fator que regula a otimização da compressão, entre a inversão e a redução do ruído presente.

Através de um sinal codificado de 20 μ s, testou três conjuntos de experimentos. No primeiro, verificou a capacidade de resolução de sua proposta através de um refletor plano localizado no foco do transdutor. No segundo, fez medições de eco de um fio de tungstênio (250 μ m de diâmetro), e no terceiro estudou os ecos de quatro fios de tungstênio (250 μ m de diâmetro) que distavam entre si 0,535 mm, 0,535 mm e 0,355 mm. Houve resolução numa faixa dinâmica de 4,5 dB para os dois últimos fios,

distando 0,355 mm. As tabelas 2.11 e 2.12 mostram os resultados de simulação e experimentais de Oelze.

Tabela 2.11 – Resultados simulados por Oelze (2007).

	Resolução			Faixa dinâmica (dB)
	$r_{ax}(-10dB)$	$r_{ax}(-20dB)$	$r_{ax}(-30dB)$	
MLF	0,9 λ	1,2 λ	1,4 λ	35
REC	0,5 λ	0,6 λ	0,9 λ	35

Tabela 2.12 – Resultados experimentais de Oelze (2007).

	$r_{ax}(-10dB)$	$r_{ax}(-30dB)$	Faixa dinâmica (dB)
Pulso	0,6 λ	-	42
REC	0,5 λ	1,0 λ	42

2.1- Resumo

Através desta revisão bibliográfica foi possível conhecer a evolução dos sinais de pulso comprimido em suas diferentes áreas de utilização, assim como a relação entre a codificação e os sistemas de US aplicados à medicina. Com características bastante particulares, compreendeu-se as limitações da propagação de ondas acústicas no tecido biológico, assim como as ações desenvolvidas por diversas fontes de pesquisa. Uma das limitações é a exigência de sinais de curta duração ($< 10^1 \mu s$) por causa do estudo de meios em regiões de campo próximo [36], trazendo níveis de lóbulos temporais acima dos valores mínimos às imagens de contraste superiores a -45 dB. Embora o tempo de duração do pulso emitido fique penalizado nas aplicações médicas, a energia total do sinal tem sua redução compensada pelo aumento da banda do sinal. Porém, o aumento da banda de frequências tem limitações práticas em virtude da faixa relativa de frequências passante dos transdutores de US (valor comercial menor que 50 %), onde o sinal codificado é aplicado.

As técnicas atuais de redução de lóbulos [12], por filtros descasados, trazem prejuízo à resolução do sinal comprimido pelo alargamento do lobo principal.

Outro fator que compromete a eficiência dos sistemas de US é a dispersão no sinal de eco, provocada pelas perdas do tecido biológico.

Ficam, portanto, enumeradas as variáveis mais importantes para a pesquisa de sinais codificados para o US em medicina.

Na tabela abaixo são reunidos os resultados de pesquisas que foram abordadas ao longo do texto desta revisão bibliográfica, resumindo o tipo de modulação, a frequência da portadora, o filtro de compressão, a resolução normalizada em relação ao comprimento de onda, o GSNR, e a faixa dinâmica do sinal comprimido empregados por cada autor principal.

Tabela 2.13 – Resultados contidos na Revisão Bibliográfica.

Ano	Autor	Sinal	Filtro	f_0 (MHz)	T_p (μ s)	Faixa dinâmica	r_{ax}/λ			GSNR (dB)	P	E	
							(-10dB)	(-20dB)	(-30dB)				
1975	Newhouse	Ruído Branco	correlação	4,8	4	-	< 3 (*)	-	-	30 a 40	X	X	
1979	Takeuchi	Golay 16	casado	2,5	-	30 dB	2 (*)	-	-	-	X		
1980	Elias	m 375	correlação	-	-	47 dB	< 1mm (*)	-	-	-		X	
1981	Lee	Golay 64	casado	5	-	20 dB	-	-	-	-		X	
1992	Matteu	Pseudo MLF	casado	3,33	14	30 dB	-	-	-	13		X	
1994	Rao	MLF	casado	1 a 4	13	-	-	-	-	-	X		
2000	Jensen	MLF	descasado	4	20	-	-	2,7	-	12 a 17		X	
2003	Nowicki	Golay 16	casado	1	16	-	-	-	-	32	X	X	
2004	Vera	MLF	descasado	4	25	80 dB	-	1,8	-	18			
				8	25	94 dB	-	0,92	-	21			
2005	Matteu	Binário 21	inversão	10	2,6		1,5	2,9	5	10		X	
2005	Jensen	NMLF	descasado	4	25	80 dB	-	1,8	-	-		X	
			descasado	4	25	60 dB	-	2,1	-	-	-	X	X
			descasado	4	25	80 dB	-	1,8	-	-	-		
2007	Álvaro	PEC MCF	casado	2,25	40	12,6 dB	0,31 (**)	-	-	-		X	
2007	Oelze	REC	Wiener	2,25	20	35 dB	0,5	0,6	0,9	-			
			Wiener	2,25	20	42 dB	0,5	-	-	-	-		X

(*) não foi declarada a faixa de resolução

(**) -6 dB e não -10 dB

E - experimental

P - incluiu perdas

3- Fundamentos Teóricos

Na área da saúde, o meio de propagação do US é o tecido biológico, e inerentemente à sua constituição, apresenta grandes dificuldades ao estudo das reflexões da onda nas diversas descontinuidades de impedância acústica do meio de propagação, sob forma de eco, que geram a imagem.

Os sistemas de geração de imagens convencionais atingiram a fronteira naturalmente formada entre o alcance espacial do sinal e a frequência de operação da onda acústica. Isto explica o avanço das imagens de alta definição em ultrassonografia, para algumas áreas como a dermatologia, onde o tecido é de natureza superficial [34]. As perdas acústicas no organismo humano se opõem à maior penetração do sinal de US em altas frequências. No entanto, a partir do momento em que a compressão do sinal de eco foi introduzida nos sistemas de US, os sinais de excitação de longa duração tornaram-se práticos para o aumento total da sua energia sem aumento da amplitude e com maior poder de penetração.

Os melhores candidatos aos sinais de excitação de transdutores de US são aqueles modulados, uma vez que reúnem simultaneamente as qualidades de alta banda de frequências e longa duração de pulso.

Diferentes tipos de sinais modulados foram pesquisados e comparados entre si, de maneira a identificar a melhor combinação entre o sinal modulante e a portadora. Dos critérios utilizados para esta identificação, um dos principais foi a resolução temporal. Contudo, a resolução somente apresenta resultado expressivo quando a modulação do sinal de eco é removida através do filtro de compressão.

Muito embora as modulações tenham permitido as aplicações dos sinais mais longos, há um limite prático para o tempo de duração, quando são utilizadas nos sistemas de pulso eco de US, nos quais a unidade de transmissão e recepção de sinais é única. Teoricamente, o primeiro instante de detecção de um eco será, no mínimo, consecutivo ao último instante do pulso de transmissão. Valores práticos de até 25 μ s, para alvos a 20 mm de distância do transdutor, são aceitos para a duração do sinal de excitação [12].

Em virtude dessa condição temporal (máxima duração em aplicações práticas), a compressão do sinal modulado de eco tem eficiência reduzida, aparente pela distribuição do sinal comprimido em lóbulos temporais.

3.1- Sinais Modulados ou Codificados

Para sistemas de US operando com sinais modulados, a escolha da modulação é um dos passos mais importantes do projeto. Todos os demais passos, como os de otimização do sinal de excitação, decorrem deste. Quando a geração do sinal é o único fator relevante, uma classificação baseada na modulação é suficiente para a sua escolha.

Os dois principais objetivos para o uso de sinais modulados em sistemas de US são o aumento da energia total do sinal no meio, aumentando o poder de penetração da onda acústica, e o aumento da banda de frequências, o que possibilita melhor resolução temporal. Contudo, a melhoria da resolução temporal dos sinais modulados somente se manifesta na fase de detecção do eco, removendo-se a modulação, uma vez que o sinal de excitação foi feito de longa duração. A remoção da modulação do sinal eco se dá através de filtros de compressão.

A eficiência da etapa de compressão do sinal de eco é dependente, não somente do tipo de modulação empregado, mas também das perdas do tecido biológico e da resposta impulsiva dos transdutores na transmissão e na recepção, essencialmente. Sendo assim, não é suficiente classificar os possíveis sinais modulados de excitação a partir da sua compressão direta.

Com a finalidade de simular, numericamente, a resolução temporal de um sinal modulado de excitação, na recepção, utiliza-se uma transformação matemática no sinal de excitação, através do cálculo da função ambiguidade [25], que descreve os possíveis efeitos degenerativos do sistema de US na compressão. Dessa forma, a escolha da modulação deve ter como base uma classificação segundo a função ambiguidade de diferentes sinais modulados.

3.1.1- Função Ambiguidade [25]

A função ambiguidade fornece a base para as pesquisas de sinais de sistemas de localização por ecos. Pela proposta de WOODWARD [39], que a introduziu em 1953, a função ambiguidade mede a diferença entre um sinal original, e a sua cópia com desvios no tempo e na frequência. Recentemente, esse conceito evoluiu, mostrando que ela corresponde à resposta do filtro casado (filtro de compressão). Em linhas gerais, ela mede a capacidade de um sistema distinguir dois sinais de eco semelhantes que diferem entre si pelo tempo de chegada e pelo desvio de frequência. Ou ainda, mede a precisão

com que um alvo pode ser localizado e dimensionado, mesmo em movimento, sem ambiguidade. As ambiguidades do sinal de eco levam a erros de localização, de dimensionamento e de velocidade de alvos. A princípio, todos os sinais são passíveis de ambiguidades.

Duas são as ambiguidades mais frequentes nos sistemas de US. Uma delas é causada pela resposta do filtro casado às distorções em frequência, pelas perdas do tecido biológico. A outra é devida à distribuição de lóbulos temporais dos sinais de ecos comprimidos. Eles podem se sobrepor aos sinais de ecos de menor intensidade, dependendo da quantidade de energia desses lóbulos. Essa é uma característica inerente à compressão de sinais modulados.

Considerando-se o envelope complexo de um sinal, $\psi_S(t)$, a função ambiguidade é definida por:

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t) \psi_S^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|, \quad (3.1)$$

onde τ e f_d são os desvios de χ do seu valor máximo $\chi(0,0)$, no tempo (*time-delay*) e na frequência (desvio Doppler), respectivamente, causados pelo meio de propagação e pelo alvo. A função ambiguidade é a resposta do filtro de compressão descasado por τ e f_d .

Esta função é também denominada função de incerteza, e foi assim definida em virtude do princípio da incerteza, ou lei de conservação de ambiguidade[7], implícitas na função. Este princípio será explicitado através do estudo das propriedades da função ambiguidade.

Ao longo do tempo, a partir de 1953, houve uma inconsistência na sua definição matemática, justificando o esforço por uma padronização em 1974 [40]. Ela passou por mudanças em virtude de variações nos referenciais dos desvios de tempo e de frequência de alvos, assim como por interesses outros motivados pelas aplicações da função, como em sistemas de US. Como exemplo da inconsistência acima citada, alguns autores definiram a função ambiguidade como o quadrado de $|\chi(\tau, f_d)|$ [40], o que não interessa às pesquisas que investigam a ambiguidade dos lóbulos temporais no estudo de sistemas de sinais modulados. Tal definição acarretaria uma redução relativa nas intensidades dos lóbulos temporais. Para o uso da função em análise de sinais de

excitação para o US, segue-se a definição como na equação (3.1). Para um alvo mais distante que o referencial tomado, τ é positivo, e para os desvios crescentes de frequência, f_d é positivo.

Propriedades da função ambiguidade [25]

O estudo das propriedades da função ambiguidade contribui para um melhor entendimento da sua relação com a síntese de sinais de excitação. Para esta tese, há quatro principais propriedades que são enumeradas a seguir.

1_a - Valor máximo

O valor máximo da função ambiguidade ocorre na origem ($\tau = 0, f_d = 0$).

Considerando-se a energia total do sinal de envelope $\psi_S(t)$, normalizada ao valor unitário, e aplicando-se a desigualdade de Cauchy-Schwarz ao quadrado de $|\chi(\tau, f_d)|$:

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t) \psi_S^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t}|^2 dt .$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S^*(t + \tau) e^{j\pi f_d t}|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S^*(t + \tau)|^2 dt = E.E = 1,$$

$$\therefore |\chi(\tau, f_d)| \leq 1$$

Por outro lado,

$$|\chi(0,0)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t) \psi_S^*(t) dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S(t)|^2 dt \right| = E = 1, \text{ então:}$$

$$|\chi(\tau, f_d)| \leq |\chi(0,0)| = 1. \quad (3.2)$$

2_a - Simetria

A função ambiguidade é simétrica em relação à origem.

$$\begin{aligned}
\chi(-\tau, -f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t) \psi_S^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt, \text{ e fazendo a troca da variável } t \text{ por } t_1 = t - \tau: \\
\chi(-\tau, -f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t_1 + \tau) \psi_S^*(t_1) e^{-j2\pi f_d (t_1 + \tau)} dt_1 = e^{-j2\pi f_d \tau} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t_1 + \tau) \psi_S^*(t_1) e^{-j2\pi f_d t_1} dt_1 \\
&= e^{-j2\pi f_d \tau} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S^*(t_1 + \tau) \psi_S(t_1) e^{+j2\pi f_d t_1} dt_1 \right\}^* = e^{-j2\pi f_d \tau} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S^*(t + \tau) \psi_S(t) e^{+j2\pi f_d t} dt \right\}^* \\
&= e^{-j2\pi f_d \tau} \chi^*(\tau, f_d).
\end{aligned}$$

$$|\chi(-\tau, -f_d)| = |\chi(\tau, f_d)| \quad (3.3)$$

O gráfico da função ambiguidade é mais freqüentemente utilizado nas aplicações de análise de formas de onda, e como tal é suficiente representá-la através de dois quadrantes, dada a propriedade de simetria.

3a - Efeito MLF

Seja um envelope complexo $\psi_{S1}(t)$ definido pelo envelope complexo $\psi_S(t)$ que tem sua fase adicionada a uma variação quadrática no tempo, $e^{jk\pi t^2}$, como segue:

$$\psi_{S1}(t) = \psi_S(t) e^{jk\pi t^2}. \quad (3.4)$$

A função ambiguidade de $\psi_{S1}(t)$ é dada por:

$$\begin{aligned}
|\chi_1(\tau, f_d)| &= \left| e^{-jk\pi \tau^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t) \psi_S^*(t + \tau) e^{-j2\pi \left(f_d - \frac{k}{\pi} \tau\right) t} dt \right| \\
&= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t) \psi_S^*(t + \tau) e^{-j2\pi \left(f_d - \frac{k}{\pi} \tau\right) t} dt \right|.
\end{aligned} \quad (3.5)$$

Portanto, de (3.5) tem-se:

$$|\chi_1(\tau, f_d)| = \left| \chi\left(\tau, f_d - \frac{k}{\pi} \tau\right) \right|. \quad (3.6)$$

Esta propriedade mostra que um novo sinal definido pela adição de uma fase quadrática a qualquer outro sinal, tem função ambiguidade igual a do primeiro, porém com uma translação de $\frac{k}{\pi} \tau$ no eixo de f_d .

4a - Volume invariante do quadrado da função ambiguidade

Sem perda de generalidade, esta propriedade será demonstrada para $\chi(\tau, -f_d)$, tão somente pela simplicidade.

O volume do quadrado da função ambiguidade é definido por [25]:

$$\int_{\tau, f_d} |\chi(\tau, -f_d)|^2 d\tau df_d, \quad (3.7)$$

sendo $\chi(\tau, -f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_S(t) \Psi_S^*(t + \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt$.

Pelo teorema de Parseval,

$$\int v_1(t) v_2^*(t) dt = \int V_1(f) V_2^*(f) df, \text{ e fazendo } v_1(t) = \Psi_S(t) e^{-j2\pi f_d t}, \text{ e } v_2^*(t) = \Psi_S^*(t + \tau),$$

então:

$$\chi(\tau, -f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_S(f + f_d) \Psi_S^*(f) e^{-j2\pi f \tau} df.$$

Por sua vez,

$$|\chi(\tau, -f_d)|^2 = \chi(\tau, -f_d) \chi^*(\tau, -f_d), \text{ e fazendo } \chi(\tau, -f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_S(t) \Psi_S^*(t + \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt \text{ e}$$

$$\chi^*(\tau, -f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_S^*(f + f_d) \Psi_S(f) e^{+j2\pi f \tau} df, \text{ segue-se que:}$$

$$\int_{\tau, f_d} |\chi(\tau, -f_d)|^2 d\tau df_d = \int_{\tau, f_d} \int_{f, t} \Psi_S(t) \Psi_S^*(t + \tau) \Psi_S^*(f + f_d) \Psi_S(f) e^{-j2\pi(f_d t - f \tau)} df dt d\tau df_d. \quad (3.8)$$

Pela transformada de Fourier, $\int_{\tau} \Psi_S^*(t + \tau) e^{j2\pi f \tau} d\tau = e^{-j2\pi f t} \Psi_S^*(f)$, e

$\int_{f_d} \Psi_S^*(f + f_d) e^{-j2\pi f_d t} df_d = e^{+j2\pi f t} \Psi_S^*(t)$. Aplicando esses resultados à equação (3.8)

vem:

$$\int_{\tau, f_d} |\chi(\tau, -f_d)|^2 d\tau df_d = \int_{t, f} \Psi_S(t) \Psi_S^*(t) \Psi_S^*(f) \Psi_S(f) dt df = \int_{t, f} |\Psi_S(t)|^2 |\Psi_S(f)|^2 dt df .$$

Portanto,

$$\int_{\tau, f_d} |\chi(\tau, -f_d)|^2 d\tau df_d = \int_t |\Psi_S(t)|^2 dt \int_f |\Psi_S(f)|^2 df = E \cdot E = |\chi(0,0)|^2 . \quad (3.9)$$

A propriedade do volume constante é a mais significativa [7] propriedade da função ambigüidade. Tal volume mede a potencialidade da ambigüidade total de um sinal, sem depender do sinal empregado no sistema, quando se consideram sinais de mesma quantidade de energia. Esta é a lei de conservação de ambigüidade.

Teoricamente, escolhe-se uma distribuição de ambigüidade de interesse do sistema em questão (sistema de US), calculando-se a forma de onda que lhe deu origem através do teorema de Unicidade [7], que expressa uma transformação inversa da que definiu a função ambigüidade. Entretanto, é necessário ao cálculo, a fase de $\chi(\tau, f_d)$, que normalmente não é avaliada. Então, como é usual, escolhe-se a distribuição de ambigüidade a partir de uma variedade de funções previamente calculadas. Nesse sentido, uma classificação das diferentes distribuições de ambigüidade é bastante conveniente.

Condições de corte da função ambigüidade

Há duas condições de corte importantes no estudo da função ambigüidade. A primeira delas é definida para $f_d = 0$, quando não há desvio de frequência no sinal. Então,

$$|\chi(\tau, 0)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_S(t) \Psi_S^*(t + \tau) dt \right|. \quad (3.10)$$

Neste caso, a função ambiguidade é igual a autocorrelação de $\psi_s(t)$, normalizada ao seu valor máximo.

Visto que a função ambiguidade descreve a resposta do filtro casado, a equação (3.10) mostra que a compressão é mais favorável aos sinais modulados. A modulação de uma portadora lhe confere uma banda que depende da faixa de frequências do sinal modulante. Consequentemente, a densidade espectral de potência (PSD) de um sinal modulado pode ter uma faixa larga de frequências, favorecendo a uma compressão relativamente estreita, uma vez que a autocorrelação do sinal é igual a transformada inversa de Fourier da PSD. Quanto mais largo for o espectro de um sinal, mais estreito será o sinal proveniente da compressão. A figura 3.1 ilustra esse efeito para três ciclos de portadora constante e para um sinal modulado linearmente em frequência. Em cada caso, constata-se a relação existente entre a banda do sinal e o tempo de resolução, aparente na envoltória do sinal comprimido.

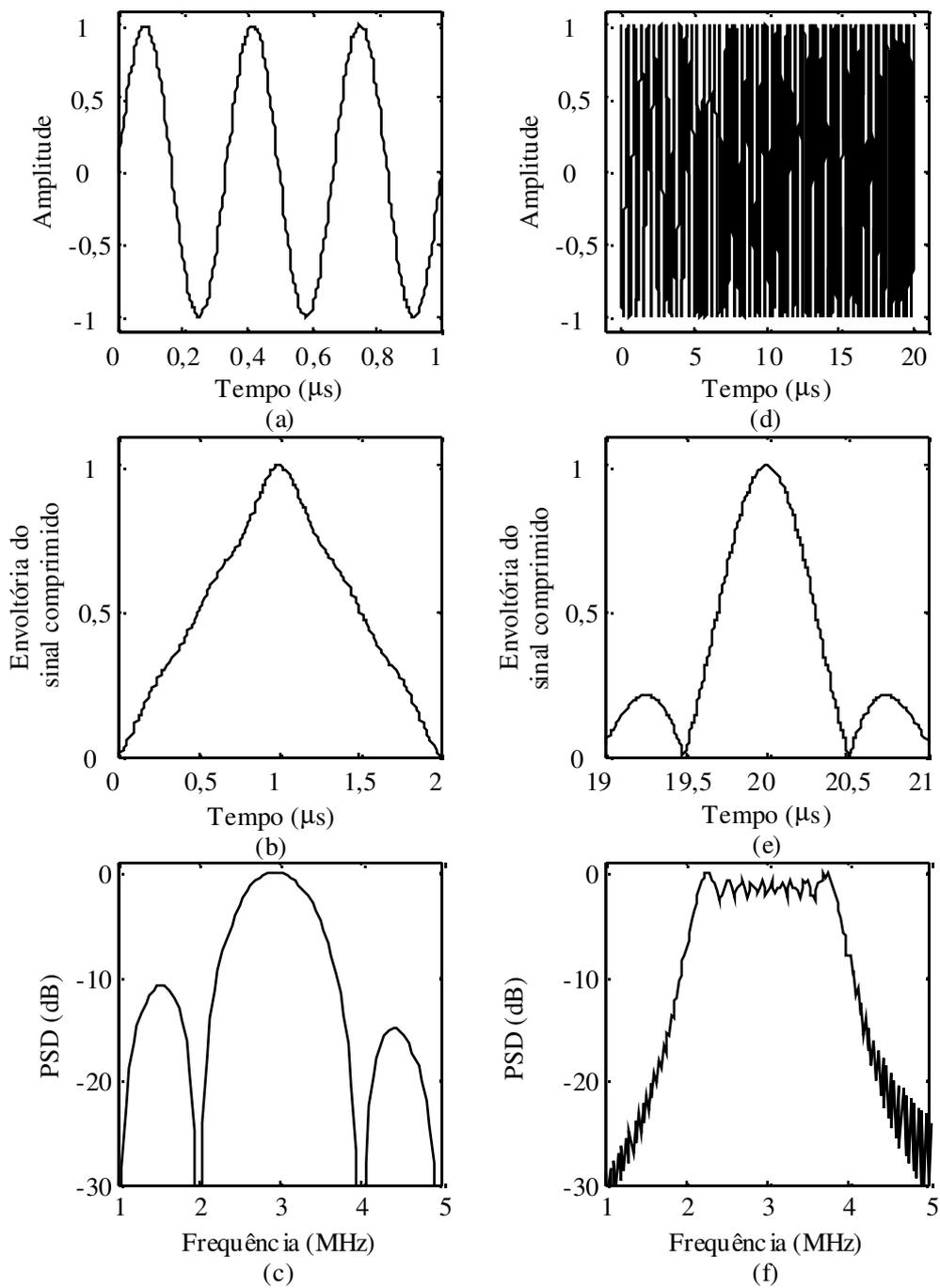


Figura 3.1 – Relação entre a duração de um sinal, a compressão temporal e a PSD: (a) Pulso de 3 ciclos, (b) Envoltória do pulso comprimido, (c) Densidade espectral de potência do pulso, (d) MLF, (e) Envoltória do MLF comprimido, (f) Densidade espectral de potência do MLF.

A segunda condição de corte é definida para $\tau=0$, quando não há desvio temporal em $\psi_S(t)$. Assim,

$$|\chi(0, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |\psi_S(t)|^2 e^{j2\pi f_d t} dt \right|. \quad (3.11)$$

Considerando-se a propriedade de simetria da função ambiguidade em relação a origem, $\chi(0,0)$, a função $|\chi(0, f_d)|$ é igual ao módulo da transformada de Fourier (no domínio Doppler) do quadrado da magnitude de $\psi_S(t)$. $|\chi(0, f_d)|$ expressa a resolução em frequência de um sinal usado em sistemas de detecção de movimento. Pela equação (3.11), a sensibilidade aos desvios de frequência depende unicamente da amplitude de $\psi_S(t)$.

Lembrando que os desvios dessa natureza, no tecido biológico estático, são causados pelas suas perdas (predominante em relação ao efeito Doppler). Não interessam distribuições de ambiguidade sensíveis a esses desvios, com resolução em frequência. Para os sistemas de geração de imagens por US aplicados à medicina, deseja-se uma baixa resolução em frequência. Já em sistemas de radar, as resoluções temporais e em frequência possibilitam, com um único sinal, medições de distância e de velocidade de alvos.

Idealmente, a máxima resolução em frequência é representada pela função impulsiva em f_d , equação (3.12), que corresponde a um sinal temporal com envelope constante para todo e qualquer instante, equação (3.13), calculado pela transformada inversa de Fourier.

$$|\chi(0, f_d)| = \delta(f_d) \quad (3.12)$$

$$|\psi_S(t)| = 1 \quad (3.13)$$

Por outro lado, se o quadrado do módulo de $\psi_S(t)$ for igual a uma função impulsiva, equação (3.14), a função ambiguidade particularizada ao desvio temporal nulo é igual a uma constante, equação (3.15), indicando uma amplitude espectral plana no domínio f_d , e portanto nula resolução em frequência.

$$|\psi_s(t)|^2 = \delta(t) \quad (3.14)$$

$$|\chi(0, f_d)| = 1 \quad (3.15)$$

Essa inspeção indica que a resolução em frequência é inversamente proporcional à banda de frequências do sinal. A figura 3.2 ilustra essa tendência.

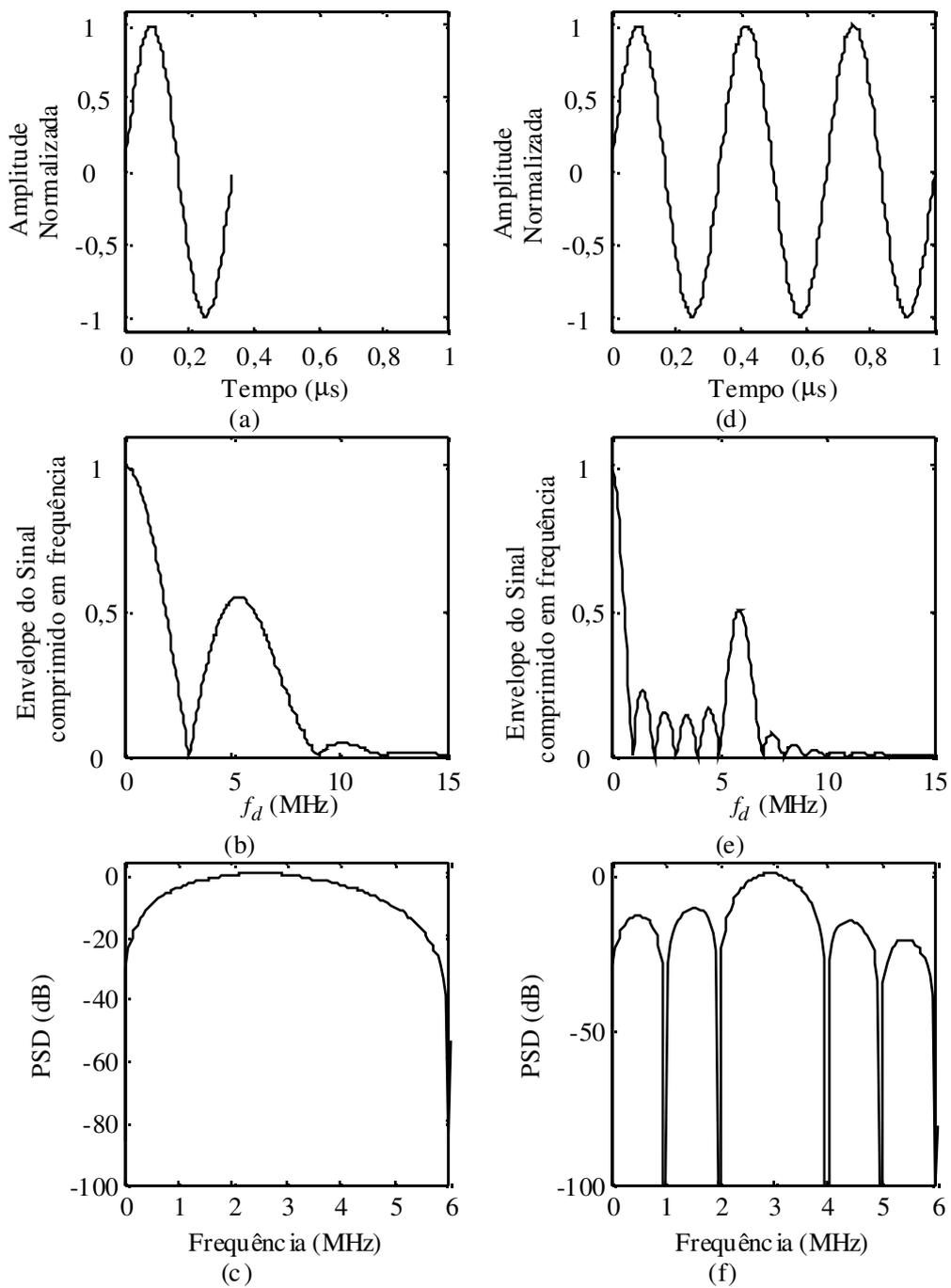


Figura 3.2 – Relação entre a duração de um sinal, a compressão em f_d , e a PSD: (a) Pulso de 1 ciclo, (b) Pulso comprimido na frequência, (c) Densidade espectral de potência do pulso, (d) Pulso de 3 ciclos, (e) Pulso comprimido na frequência, (f) Densidade espectral de potência do pulso.

3.1.2- Classificação da Função Ambiguidade [41]

Apesar de existir uma infinidade de formas de onda para os sinais modulados, elas podem ser classificadas em três classes quanto à função ambiguidade. São as classes A, B (subclasses B1 e B2) e C [41].

A primeira classe, A, corresponde à função ambiguidade dos sinais de portadora constante (1 a 3 ciclos), e das excitações por pulsos curtos de tensão. A principal característica deste grupo é o produto BT_p unitário [8].

Como exemplo, seja m o número inteiro de ciclos de uma senóide, com frequência f_0 , período T_0 , e amplitude A_0 . A resolução temporal deste sinal é dada por $\tau_R = mT_0$, e sua energia total (equação 1.2) é igual a $A_0^2 \frac{m}{2f_0}$. Observa-se que para melhorar a resolução temporal deste sinal deve-se reduzir m . Porém, a energia total do sinal diminui. Isto implica um aumento na amplitude A_0 para compensar tal redução.

Os pulsos de tensão são mais eficientes em resolução que o sinal anterior. Eles são curtos o suficiente para que a banda máxima do transdutor seja utilizada, obtendo-se a melhor resolução possível para este sinal.

Apesar dessas diferenças, em todos os sinais desse grupo o aumento da energia está condicionado ao aumento da amplitude do sinal. É preciso lembrar que para o US usado em medicina há um limite para a amplitude do sinal, tendo-se em vista a fronteira de segurança que minimiza os efeitos biológicos nocivos. De um modo geral, os níveis relativos dos lóbulos temporais dos sinais simplesmente pulsados ficam abaixo daqueles alcançados pelos sinais modulados.

A figura 3.3 ilustra essa função ambiguidade. Os eixos dos desvios de frequência e do tempo estão normalizados segundo T_p .

É importante definir a célula de resolução de cada uma das classes, que têm seus limites enunciados pelas condições de corte da função ambiguidade, quando numericamente caem ao valor nulo. A célula de resolução limita os desvios temporal e de frequência para que haja compressão. Sendo assim, alvos localizados na mesma célula não são detectados distintamente. Para eixos normalizados da função ambiguidade, como citado anteriormente, a classe A tem célula de resolução unitária no espaço *delay-Doppler*.

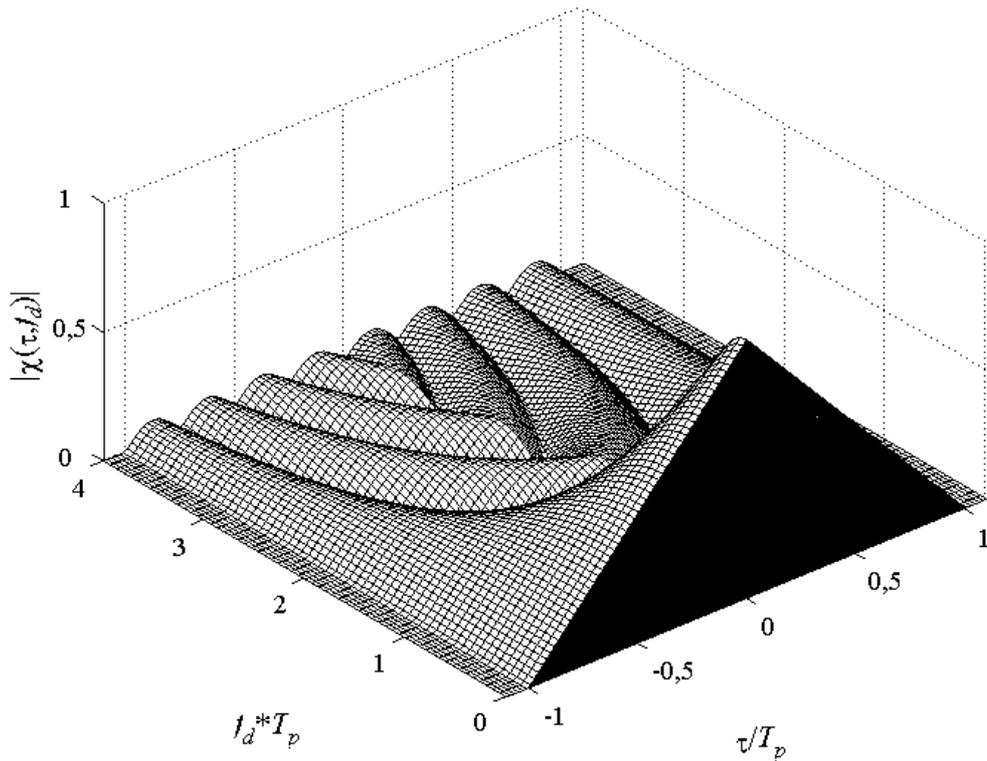


Figura 3.3 – Função Ambiguidade de classe A: Pulso de Portadora Constante.

À classe B pertencem todos os sinais modulados (ou codificados), onde se definem as subclasses B1 e B2, baseadas na resolução em frequência.

A subclasse B1 tem função ambiguidade cuja forma é um pico que se sobressai em meio a lóbulos. É a chamada *Thumbtack Ambiguity Function*.

Nesta subclasse, a célula de resolução vale $\frac{1}{BT_p}$. Caso os desvios de frequência ultrapassem o valor $\frac{1}{T_p}$, não haverá compressão, e os lóbulos terão intensidade máxima igual a $\frac{1}{BT_p}$ [41].

Essa avaliação é qualitativa, visto que a compressão considerada é ideal, e não se consideraram vários outros fatores que alteram esses resultados, como a resposta impulsiva dos transdutores. Porém, pode-se entender que a subclasse B1 é assim caracterizada. Sua performance de resolução é relativamente superior a da classe A,

porém com relativo valor elevado de nível de lóbulos temporais, conforme pode ser observado na figura 3.4. Em geral, os sinais dessa classe são os de códigos aleatórios.

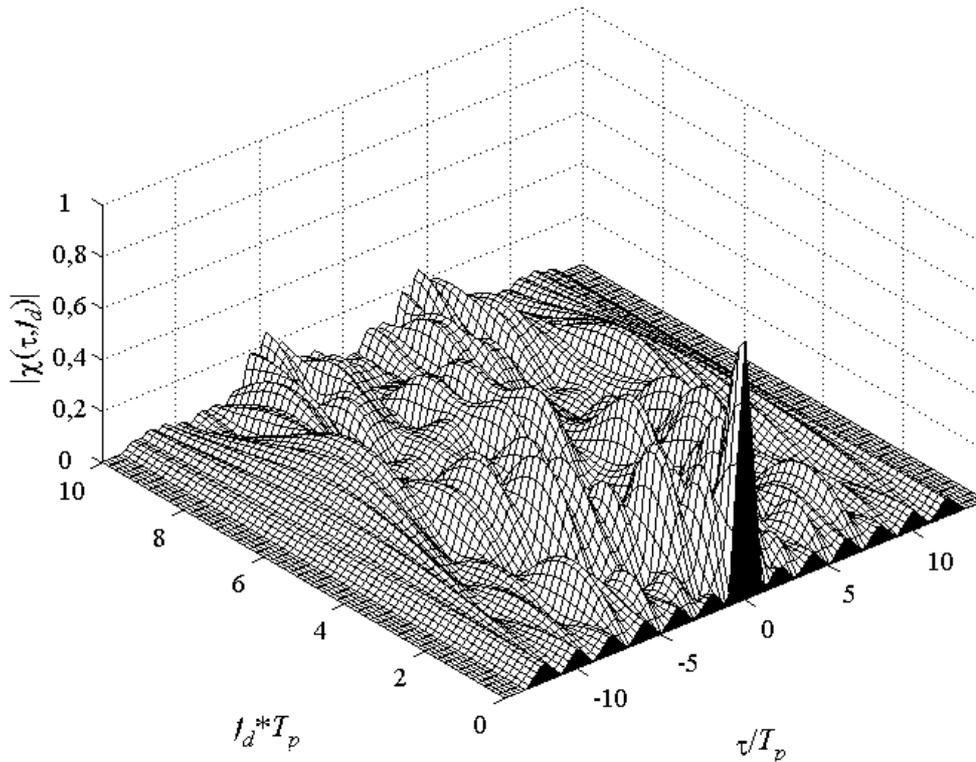


Figura 3.4 – Função Ambiguidade de subclasse B1: Código Barker (N=13) [25].

A subclasse B2 é a dos sinais cuja função ambiguidade é pouco sensível aos desvios de frequência. Isso é algo muito apropriado aos sistemas de US em medicina em virtude do tecido biológico causar desvios de frequência no sinal de eco, que podem deteriorar a resolução caso haja dependência entre a compressão e tais desvios. A célula de resolução desta subclasse é unitária, seus lóbulos são relativamente mais baixos, e a geração dos sinais desta subclasse é mais simples que os da subclasse B1 [41].

Sua função ambiguidade (*Sheared Ridge Ambiguity Function*) é descrita por um cume longo com inclinação constante dada pela relação B/T_p . A figura 3.5 ilustra essa função.

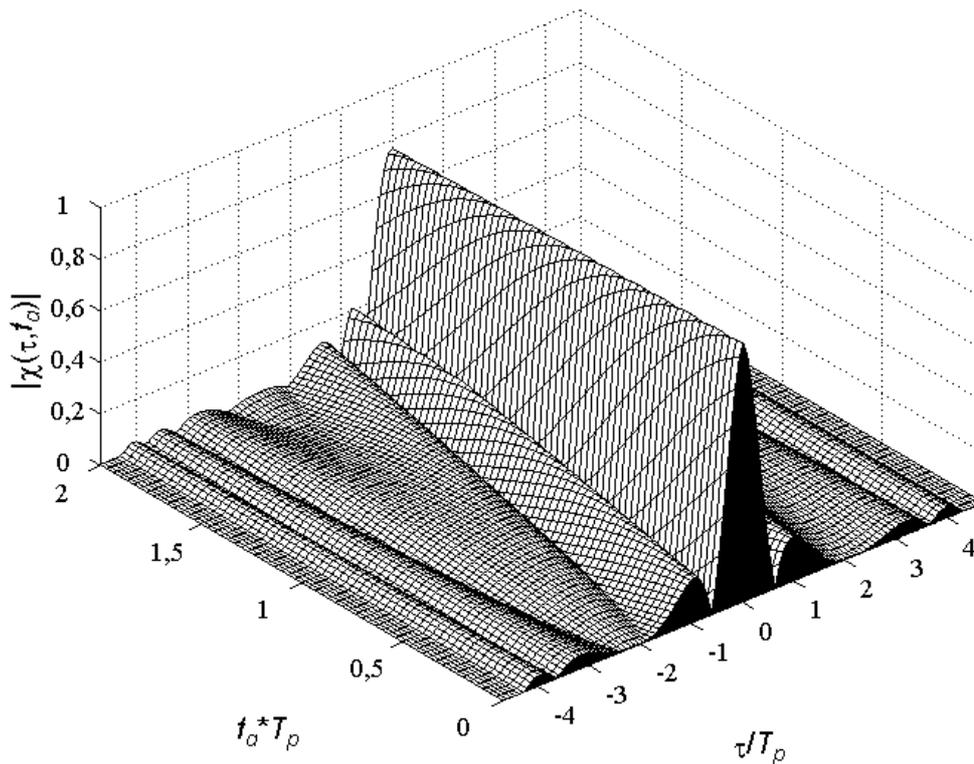


Figura 3.5 – Função Ambiguidade de subclasse B2: Pulso de Função de Fase Quadrática.

Verifica-se que há pouca sensibilidade aos desvios de frequência, uma vez que sempre haverá compressão do pulso. Os desvios em frequência causam apenas translações temporais no sinal comprimido. O MLF e o código polifásico de FRANK [25] são exemplos de sinais dessa subclasse.

Os sinais modulados da classe C são os sinais periódicos com intervalo de repetição de pulsos inferior ao tempo de chegada do sinal de eco do alvo mais distante. Nesta classe, há um aumento da potência média de sinal, porém a um custo elevado. Apesar da intensidade dos lóbulos temporais ser de mesma ordem de grandeza que aos da subclasse B2, há forte ambiguidade em distância, que gera artefatos na imagem. Isto pode ser constatado no gráfico da função ambiguidade correspondente, figura 3.6.

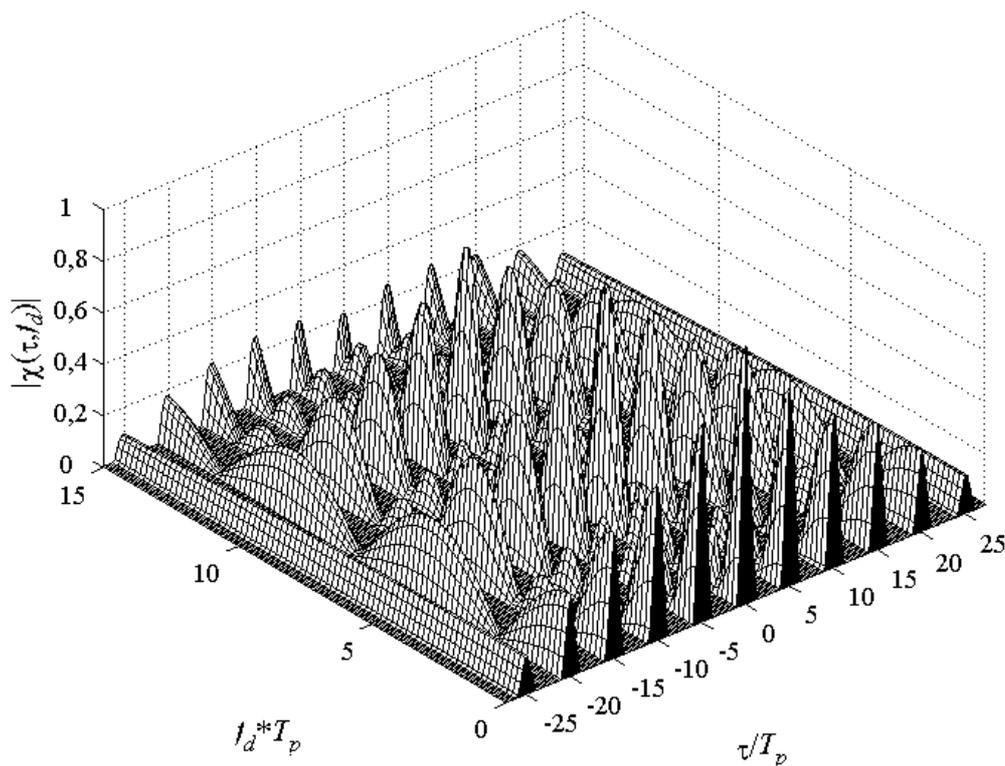


Figura 3.6 – Função Ambiguidade de classe C: Trem de Pulsos Retangulares.

A solução para este tipo de problema exige uma grande complexidade do sistema de geração de sinais, uma vez que duas ou mais excitações com intervalos de repetição distintos são necessárias [41]. Por outro lado, essa classe também aceita desvios em frequência no sinal de eco, mas para valores discretos. Sua função ambiguidade é chamada “Cama de Pregos”, e é formada por um conjunto de picos espaçados no domínio *delay*-Doppler (domínio da função ambiguidade) segundo o período e a frequência de repetições, respectivamente. A célula de resolução desta subclasse é igual $\frac{1}{BT_p}$.

A tabela abaixo resume as classes da função ambiguidade e as principais características.

Tabela 3.1 – Classificação da Função Ambiguidade.

Classe	BT_p	Célula de resolução	Nível dos lóbulos
A	1	1	baixo
B1	>1	$1/BT_p$	alto
B2	>1	1	baixo
C	>1	$1/BT_p$	baixo

Os sinais que mais interessam aos sistemas de US usados em medicina são os de banda de frequências larga, para melhor resolução temporal, e em geral longo tempo de duração, para maior transporte de energia e maior capacidade de penetração no tecido biológico. A manutenção dessas qualidades é algo importante também pela complexidade do meio de propagação. Há uma distribuição contínua de espalhadores para diferentes tipos de tecido, e cada espalhador gera sua própria função ambiguidade, que se superpõe às demais. Alvos tão numerosos e tão diversos exigem uma seletividade espacial relativamente alta, e portanto uma resolução adequada à elaboração da imagem.

Quando, ao contrário, a quantidade de espalhadores é pequena, nas aplicações como em sistemas de radar, os sinais da subclasse B1 são recomendados [8]. Esses sinais apresentam seletividade também em frequência, o que interessa aos sistemas de detecção de alvos móveis, pela sensibilidade ao efeito Doppler. No entanto, para desvios acentuados (maiores que $1/T_p$) a resolução em frequência se deteriora. Para sinais com $T_p = 25 \mu s$, o limite de detecção do desvio em frequência é igual a 40 kHz.

Nos sistemas de US em medicina, o deslocamento em frequência também é causado pela atenuação, e é superior ao efeito Doppler, inibindo-o. Os movimentos dos tecidos são medidos através de um sinal particular a essas aplicações [42]. A figura 3.7 ilustra uma simulação [8] da atenuação para sinal MLF de excitação do transdutor, com frequência central igual a 4 MHz, banda de frequências relativa de 65% e coeficiente de atenuação igual a 0,7 dB/(MHz·cm). Entre os sinais transmitido e o de eco houve uma variação de 400 kHz no espectro, com redução relativa de 6% na banda de frequências. Ambos os gráficos estão normalizados ao valor unitário.

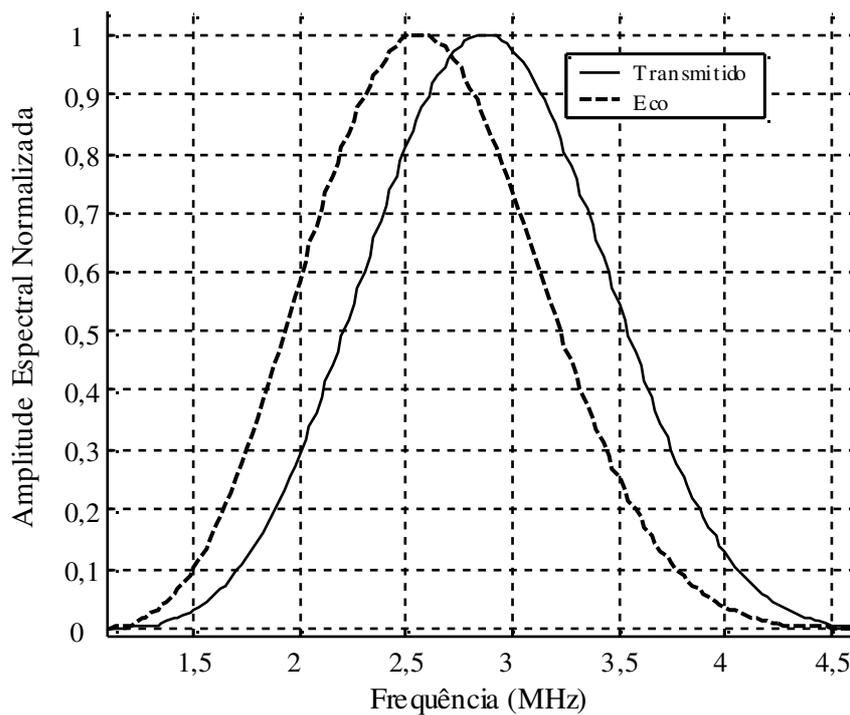


Figura 3.7 – Amplitude espectral de um sinal MLF na transmissão e na recepção.

Em seguida será feito um estudo dos principais sinais, formas de onda, dessas classes.

3.1.3- Formas de Onda

Três formas de onda de interesse desta tese serão apresentadas e discutidas neste item. São elas: o pulso de portadora constante, o sinal modulado linearmente em frequência (MLF) e o sinal modulado não linearmente em frequência (MNLF).

Dada a importância da função ambiguidade na análise de sinais, para cada uma das três formas de onda apresentadas, seguem-se estudos da função ambiguidade, das suas condições de corte e da densidade espectral de potência. O estudo da densidade espectral de potência é bastante recomendado principalmente para a síntese de sinais [43]. As resoluções temporal e em frequência estão relacionadas à banda de frequências e à forma da amplitude espectral de potência do sinal, como já discutido no estudo das condições de corte da função ambiguidade.

. Pulso de Portadora Constante

Esse é o sinal mais simples utilizado como excitação dos sistemas de US. Tem envelope dado pela função janela retangular, como segue na equação (3.16), cuja representação gráfica está indicada pela figura 3.8. A sua função ambiguidade é representada na figura 3.3.

$$a(t) = \frac{1}{\sqrt{T_P}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_P}\right), \quad -\frac{T_P}{2} \leq t \leq \frac{T_P}{2}. \quad (3.16)$$

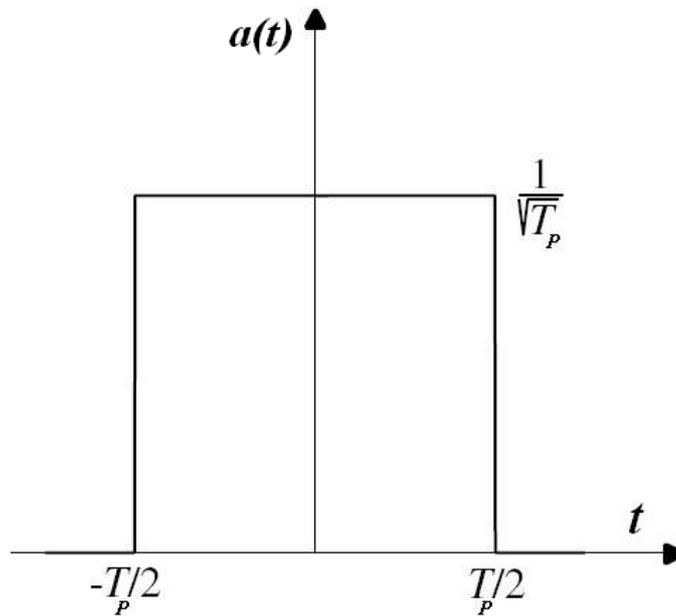


Figura 3.8 – Envelope retangular.

A função ambiguidade correspondente é dada por:

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T_P}\right) \frac{\text{sen}\left[\pi f_d T_P \left(1 - \frac{|\tau|}{T_P}\right)\right]}{\pi f_d T_P \left(1 - \frac{|\tau|}{T_P}\right)} \right|, \quad |\tau| \leq T_P. \quad (3.17)$$

As condições de corte indicam as resoluções temporal e em frequência do sinal, isoladamente, como nas equações (3.18a) e (3.18b). As curvas de cada uma estão nos gráficos seguintes.

$$|\chi(\tau, 0)| = 1 - \frac{|\tau|}{T_P} \quad (3.18a)$$

$$|\chi(0, f_d)| = \left| \frac{\text{sen}(\pi f_d T_P)}{\pi f_d T_P} \right| \quad (3.18b)$$

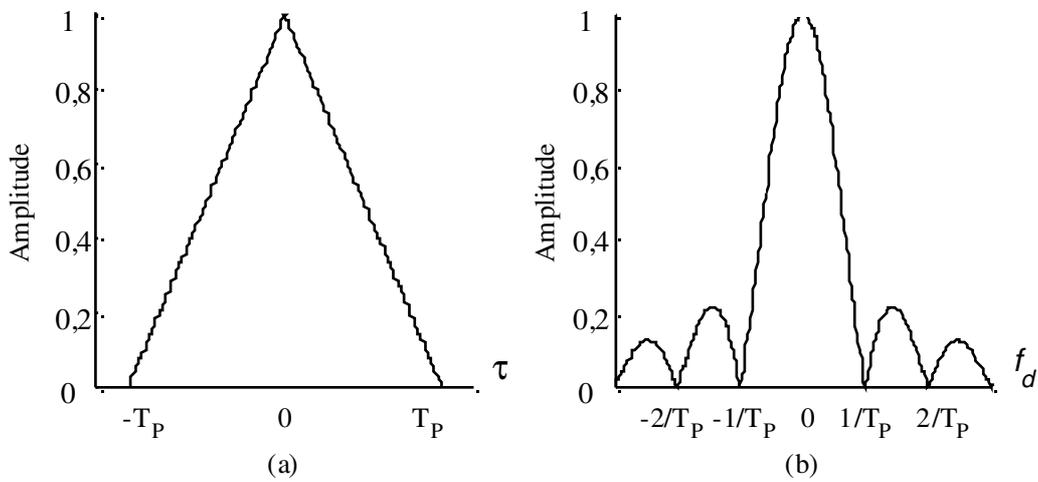


Figura 3.9 – Condições de corte para pulso de portadora constante: (a) Pulso de portadora constante comprimido no tempo, (b) Pulso de portadora constante comprimido na frequência.

Através desses resultados de $|\chi(\tau, 0)|$ e $|\chi(0, f_d)|$, confirma-se que este tipo de sinal tem função ambigüidade pertencente à classe A. Os desvios máximos de τ e f_d , no domínio da compressão, são iguais a T_P e a $1/T_P$, respectivamente.

. Sinais com Modulação Angular

Para uma melhor compreensão da modulação angular e de seus casos particulares, é preciso introduzir alguns conceitos, tais como o da frequência instantânea e o da razão de varredura. Seja $s(t)$ um sinal senoidal generalizado, dado por:

$$s(t) = a(t)\cos[\theta(t)], \quad |t| \leq \frac{T_P}{2}, \quad (3.19)$$

onde $\theta(t)$ é o ângulo do sinal senoidal, e $a(t)$ é o envelope ou janela que define o tempo de duração de $s(t)$. Seja, então, um envelope retangular, como segue:

$$a(t) = \begin{cases} A_0, & |t| \leq \frac{T_P}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T_P}{2} \end{cases}$$

A frequência instantânea, f_i , e a razão de varredura do sinal, γ_V , são definidas pelas equações abaixo.

$$f_i \equiv \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\gamma_V(t) \equiv \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\theta(t)}{dt^2}$$

A modulação angular se divide em dois tipos: a modulação em frequência e a modulação de fase [44].

Seja $\theta(t)$ uma função com variação linear segundo o sinal modulador $g_1(t)$, dado por:

$$\theta(t) = 2\pi f_0 t + \theta_0 + k_p g_1(t), \quad (3.20)$$

onde k_p é uma constante, e θ_0 é uma fase inicial.

Calculando-se a frequência instantânea:

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \left\{ 2\pi f_0 + k_p \frac{dg_1}{dt} \right\}. \quad (3.21)$$

A equação (3.21) define a modulação de fase. A frequência instantânea varia linearmente com a derivada do sinal modulador $g_1(t)$. A equação (3.22) é uma portadora modulada em fase por $g_1(t)$.

$$s(t) = A_0 \cos[2\pi f_0 t + \theta_0 + k_p g_1(t)], \quad (3.22)$$

onde A_0 é a amplitude do sinal, f_0 a frequência da portadora, θ_0 a fase inicial do sinal, e k_p é uma constante real.

Por outro lado, se a frequência instantânea variar linearmente com o sinal modulante $g_1(t)$, o ângulo $\theta(t)$ será dado por:

$$\theta(t) = 2\pi f_0 t + k_f \int g_1(t) dt + \theta_0, \quad (3.23)$$

onde k_f é uma constante real.

Esta relação define a modulação em frequência. A equação (3.24) representa um sinal de uma portadora modulada em frequência por $g_1(t)$:

$$s(t) = A_0 \cos[2\pi f_0 t + \theta_0 + k_f \int g_1(t) dt]. \quad (3.24)$$

. FM linear

Dentre os sinais da subclasse B2 mais pesquisados para o US em medicina nos últimos anos, o MLF é o que tem oferecido melhor resultado de resolução e penetração no meio biológico [8]. Ele se caracteriza por uma variação linear da frequência instantânea, ou ainda por uma variação quadrática da fase, como segue.

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + kt^2), \quad (3.25)$$

onde $|t| \leq \frac{T_P}{2}$ e k é uma constante.

A frequência instantânea e a razão de varredura são representadas pelas equações abaixo.

$$f_i(t) = f_0 + \frac{k}{\pi} t, \text{ onde } f_{\max} = f_i(T_p), f_{\min} = f_0.$$

$$\gamma_V = \frac{k}{\pi}$$

A banda de frequências, B , é definida como $B = f_{\max} - f_{\min} = \gamma_V T_p$, sendo portanto proporcional à razão de varredura. A energia total de $s(t)$ está continuamente distribuída nos componentes de frequência de f_{\min} até f_{\max} , segundo fases instantâneas igualmente distintas.

$$\text{Assim, com } k = \frac{B}{T_p} \pi,$$

$$f_i(t) = f_0 + \frac{B}{T_p} t. \quad (3.26)$$

Finalmente, as equações (3.27) e (3.28) representam o sinal MLF na forma temporal e na forma complexa, respectivamente. A forma complexa é conveniente para os desdobramentos que se seguem.

$$s(t) = a(t) \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{B}{T_p} \pi t^2 \right) \quad (3.27)$$

$$s_c(t) = a(t) \exp \left[j \left(2\pi f_0 t + \frac{B}{T_p} \pi t^2 \right) \right] \quad (3.28)$$

A figura 3.10 ilustra um sinal MLF de envelope retangular, descrito pela equação (3.29). Há uma conveniência de simetria para o domínio da função.

$$a(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect} \left(\frac{t}{T_p} \right) \quad (3.29)$$

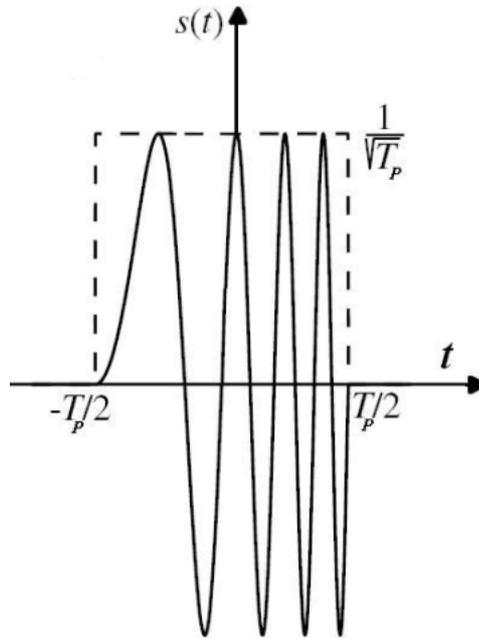


Figura 3.10 – Sinal MLF (Modificado de [25]).

A expressão da função ambiguidade do sinal MLF, equação (3.30), é encontrada através da propriedade descrita pela equação (3.6), que relaciona as funções ambiguidades do pulso de portadora constante, equação (3.17), e do sinal MLF.

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \frac{\text{sen} \left[\pi T_p \left(f_d \mp B \frac{\tau}{T_p} \right) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \right]}{\pi T_p \left(f_d \mp B \frac{\tau}{T_p} \right) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right)} \right|, \quad (3.30)$$

onde $|\tau| \leq T_p$.

A condição de corte $|\chi(\tau, 0)|$, é obtida fazendo-se f_d igual a zero, como segue:

$$|\chi(\tau, 0)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \frac{\text{sen} \left[\pi B \tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \right]}{\pi B \tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right)} \right|. \quad (3.31)$$

Se, hipoteticamente, desconsiderarem-se os lóbulos temporais, a resolução temporal é calculada no primeiro nulo, quando o argumento é igual a π . Assim,

$$\tau_R = \frac{T_P}{2} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{4}{BT_P} \right)^{\frac{1}{2}} \right\},$$

e para $BT_P \gg 4$, expandindo o radicando pela série de McLaurin:

$$\left(1 - \frac{4}{BT_P} \right)^{\frac{1}{2}} \cong 1 - \frac{1}{2} \frac{4}{BT_P}.$$

Logo, $\tau_R \cong \frac{1}{B}$, onde τ_R é o tempo de resolução.

A figura 3.11 representa graficamente a equação (3.31).

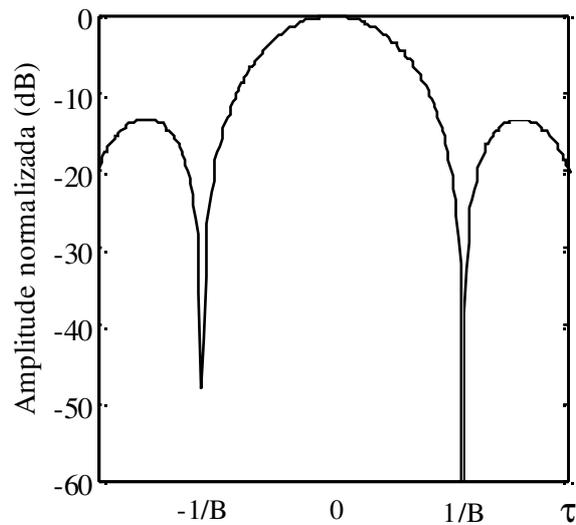


Figura 3.11 – Condição de corte para f_d igual a zero.

Na segunda condição de corte,

$$|\chi(0, f_d)| = \left| \frac{\text{sen}(\pi T_P f_d)}{\pi T_P f_d} \right|.$$

Da mesma forma que a condição de corte anterior, a resolução em frequência pode ser calculada a partir do primeiro nulo da função, resultando $f_d = \frac{1}{T_p}$. Contudo, analisando o gráfico desta função ambiguidade, figura 3.5, verifica-se que este resultado de f_d não expressa exatamente a eficiência dessa resolução. A condição de corte $|\chi(0, f_d)|$ somente expressa a resolução em frequência quando não há acoplamento *delay-Doppler* [25]. Os sinais da subclasse B2 são de baixa resolução em frequência, que pode ser constatado através da densidade espectral de potência do referido sinal. Na figura 3.12, a PSD de um pulso retangular é comparada com a de um sinal MLF, que, ao contrário, apresenta resolução em frequência relativamente superior. Ambos os sinais têm o mesmo tempo de duração.

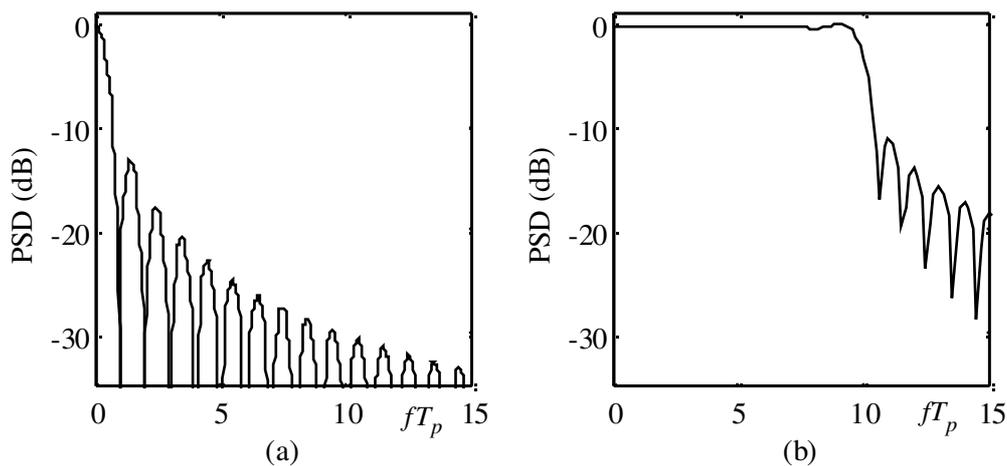


Figura 3.12 – PSD de um pulso retangular e de um sinal MLF: (a) Densidade espectral de potência de um pulso retangular, (b) Densidade espectral de potência de um sinal MLF.

. FM não linear

Apesar das facilidades de geração do sinal MLF [43], seu inconveniente está no alto nível relativo dos lóbulos temporais que se formam após a compressão. A compressão por filtro de autocorrelação (filtro casado) de um sinal FM linear, sem incluir os efeitos do transdutor, gera lóbulos temporais de até -13 dB.

Quando diferentes elementos filtrantes do sistema de US são incluídos nesta análise, observa-se uma redução no nível dos lóbulos temporais, o que já era esperado. Tais elementos suavizam as descontinuidades na PSD do sinal MLF, contudo reduzindo a sua banda de frequências, e conseqüentemente piorando a resolução temporal do sinal comprimido.

Filtros lineares adicionais ao filtro de compressão reduzem igualmente a amplitude dos lóbulos temporais, porém com as mesmas conseqüências anteriores para a resolução do sinal comprimido.

Pelas condições de corte da função ambigüidade, observou-se a relação entre a resolução temporal de um sinal comprimido e a densidade espectral de potência (PSD) do sinal antes da compressão. Essa propriedade constitui um caminho natural para que a forma de onda do sinal comprimido seja controlada a partir da escolha adequada de uma densidade espectral de potência, sem desconfigurar-se o tipo de modulação empregada.

No entanto, isso não é possível para os sinais MLF, uma vez que a varredura linear entre dois valores de frequência é solução única, sendo igualmente única a sua respectiva PSD.

Já os sinais MNLF têm um número ilimitado de varreduras entre dois dados valores de frequência (banda).

Se um problema de valor de contorno em US é caracterizado por uma banda de frequências pré-definida, há diferentes sinais de excitação MNLF possíveis. Cada um deles com distribuição distinta em sua PSD, assim como distintas formas de onda após o filtro de compressão, e por sua vez diferentes níveis de lóbulos temporais. Neste caso, é possível calcular um sinal MNLF de maneira a gerar, na etapa de compressão, lóbulos temporais tão baixos quanto se queiram, teoricamente. Dessa forma, interpreta-se que os sinais MNLF controlam a amplitude dos lóbulos temporais, mantendo-se a banda de frequências do sistema, o que é essencial para a manutenção da resolução temporal.

Numa classificação quanto à razão de varredura, há dois tipos de sinais MNLF. O primeiro deles é aquele em que a variação da frequência instantânea é simétrica. Sua função ambigüidade pertence à subclasse B1 [41], como na figura 3.4. O segundo tipo é aquele em que a variação da frequência instantânea é assimétrica, podendo ser crescente ou decrescente. Este sinal mantém a característica de acoplamento *delay-Doppler* que é encontrada nos sinais MLF, e pertence à subclasse B2 [41], como na figura 3.5. A figura 3.13 mostra um sinal MNLF assimétrico, seguido de suas características de frequência

instantânea, amplitude da densidade espectral de potência e envoltória do pulso comprimido.

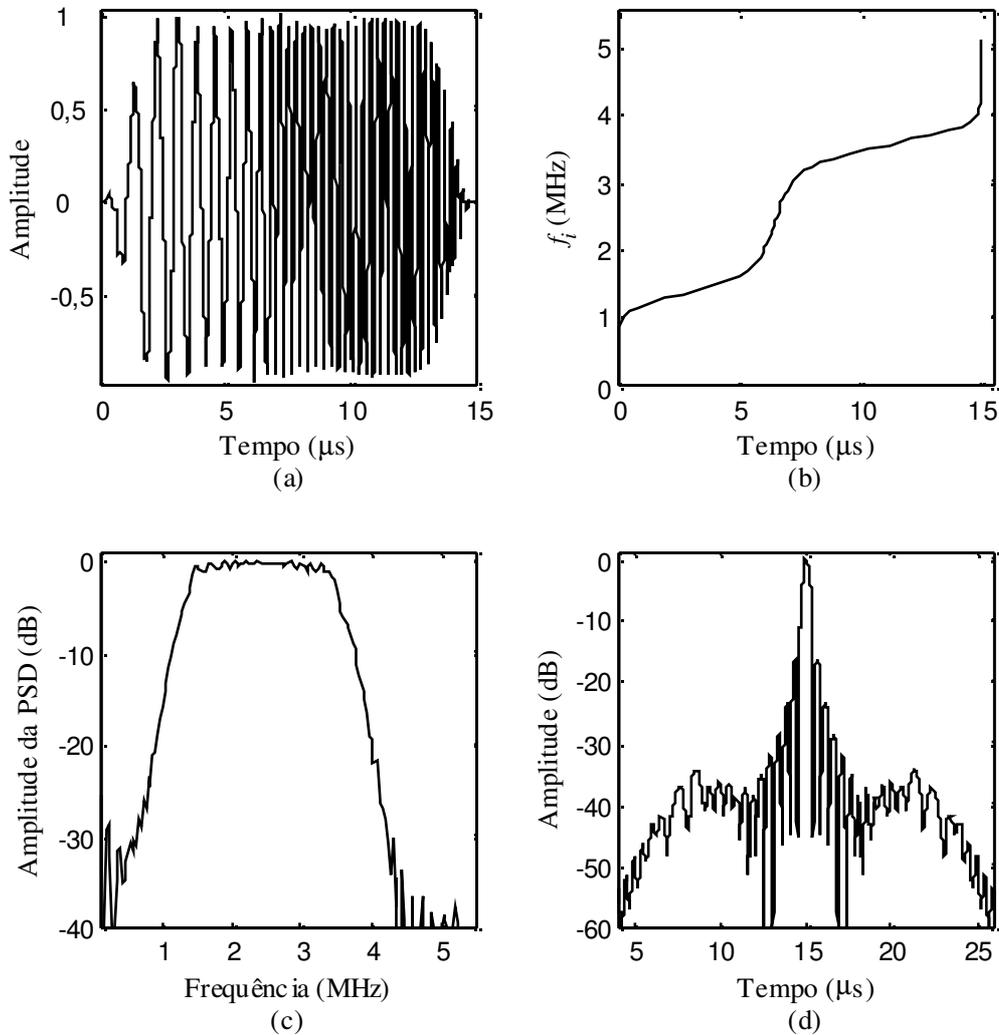


Figura 3.13 – Sinal NMLF e suas características: (a) Sinal NMLF assimétrico, (b) Frequência instantânea, (c) Densidade espectral de potência, (d) Envoltória do pulso comprimido por filtro casado.

Apesar das vantagens dos sinais MNLF, no que diz respeito à resolução temporal e ao nível dos lóbulos temporais, o caminho inverso da síntese do sinal temporal a partir do perfil de densidade espectral de potência é difícil de se realizar. Vários trabalhos de pesquisa [45-47] apresentam propostas bastante interessantes em que o ponto comum é a representação da razão de varredura, ou da fase do sinal, através

de um polinômio cuja ordem interfere no nível dos lóbulos temporais, verificados por inspeção [47].

3.2- Filtro de Compressão

Os sinais de pulso comprimidos são considerados sinais de longa duração relativa aos sinais pulsados, promovendo com isso um aumento da energia total do sinal. No entanto, a modulação impõe que a banda de frequências do sinal seja independente do seu tempo de duração. Dessa forma, um sinal modulado tem maior banda de frequências, quando comparado a um outro sinal sem modulação, com tempos de duração iguais.

A modulação aumenta a banda de uma portadora em um sinal de longa duração, de mais energia. Contudo, o sinal modulado de eco tem baixa resolução temporal em virtude de sua duração. Portanto, os sinais modulados de eco precisam ser modificados em suas formas de onda para que a capacidade de detecção de alvos lhes seja restituída. Isso é feito, essencialmente, removendo-se a modulação do sinal de eco na recepção.

A modulação distribui a energia total de um sinal ao longo de sua duração, segundo o tipo (modulação) empregado. A finalidade do filtro de compressão é remover a modulação, concentrando a energia do sinal em torno de um único instante. Nesta operação, há um aumento da relação SNR em torno do instante em que a energia se concentrou.

A seguir, serão apresentados dois principais filtros de compressão: o filtro casado e o filtro de Wiener.

. Filtro Casado

Em sistemas de detecção de alvos, o mais importante é saber se um sinal, na forma de eco de um obstáculo, está presente ou não. A forma de onda é conhecida. Basicamente, o sistema de detecção decide sobre a presença ou ausência de um pulso de eco, frente ao ruído que está sempre presente. Para otimizar o sistema de detecção, utiliza-se no sinal de eco um filtro linear que acentua o sinal útil em relação ao ruído, num instante. Nesse instante de tempo, há um pico na saída do filtro, caso o sinal útil

esteja presente. Com a ausência do sinal útil, há apenas a amplitude aleatória do sinal de ruído à saída do filtro. O objetivo do filtro é maximizar a relação entre a amplitude do sinal vindo de um obstáculo e a amplitude do ruído, mesmo que para isso seja necessário modificar a forma de onda do sinal de eco.

Seja a figura 3.14 a representação de um sinal de eco $s_i(t)$, adicionado de ruído $n(t)$, à entrada de um filtro linear sem perda por inserção. O filtro tem resposta impulsiva $h(t)$, e função de transferência $H(\omega)$.

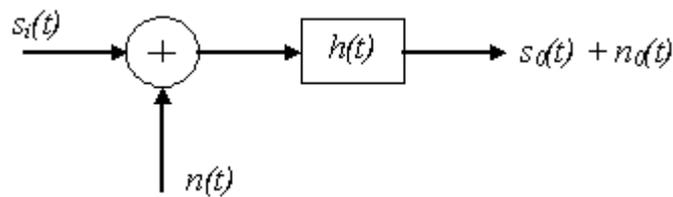


Figura 3.14 – Diagrama de bloco de um filtro linear.

A maximização da relação entre o sinal útil e o ruído, num instante t_m , será mais adequadamente feita pelas potências das partes envolvidas, cuja relação é a conhecida *SNR*. Pelo fato do ruído ser de natureza aleatória, deve-se tratá-lo através do seu valor médio quadrático, $\overline{n_0^2(t)}$. A relação *SNR* a ser maximizada, normalizando a impedância de saída do filtro para o valor de 1 ohm, é definida pela equação abaixo.

$$SNR = \frac{s_0^2(t_m)}{n_0^2(t_m)}$$

Dado que a função de transferência do filtro é igual a $H(\omega)$, e que a transformada de Fourier de $s_i(t)$ seja igual a $S_i(\omega)$, então $s_0(t_m)$ é calculado como segue.

$$s_0(t_m) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_i(\omega) H(\omega) \exp(j\omega t_m) d\omega \quad (3.32)$$

O ruído presente em sistemas de US é predominantemente térmico (ruído de NYQUIST) [48], e como tal, tem distribuição aproximadamente igual ao ruído branco com densidade espectral de potência constante, igual a $\frac{N_0}{2}$. O valor médio quadrático do ruído, $\overline{n_0^2(t)}$, é calculado como segue.

$$\overline{n_0^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{N_0}{2} |H(\omega)|^2 df$$

Voltando à equação de SNR , e lembrando que $s_0^2(t_m)$ é igual a $|s_0(t_m)|^2$ já que $s_0(t_m)$ é real:

$$SNR = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} S_i(\omega) H(\omega) \exp(j\omega t_m) df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 df} . \quad (3.33)$$

Aplicando a desigualdade de Cauchy-Schwarz ao numerador,

$$\left| \int S_i(\omega) e^{j\omega t_m} H(\omega) df \right|^2 \leq \int |S_i(\omega) e^{j\omega t_m}|^2 df \cdot \int |H(\omega)|^2 df ,$$

a SNR assume a seguinte expressão:

$$SNR \leq \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(\omega)|^2 df . \quad (3.34)$$

Na equação (3.34), é possível definir o valor máximo da SNR , que expressa a otimização almejada para o filtro linear proposto, como segue.

$$SNR_{\max} \equiv \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(\omega)|^2 df , \quad SNR \leq SNR_{\max}$$

Analisando a equação da *SNR*, (3.33), esta relação será máxima para um filtro linear de função de transferência igual ao conjugado complexo do sinal de eco à entrada do filtro, como na equação abaixo.

$$H(\omega) = kS_i^*(\omega)e^{-j\omega t_m}, \quad (3.35)$$

onde k é uma constante.

Dada essa característica em frequência para o filtro linear, ele é o ótimo de todos os filtros lineares. Esse é o chamado filtro Casado.

A resposta impulsiva correspondente a função de transferência em (3.35) é dada por:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} kS_i^*(\omega)e^{-j\omega t_m} e^{j\omega t} df, \quad S_i^*(\omega) = S_i(-\omega)$$

$$= k \int_{-\infty}^{+\infty} S_i(-\omega)e^{j\omega(t-t_m)} df.$$

Ou seja, $h(t) = s_i(t_m - t)$, k igual a 1 em virtude da ausência de perdas, como considerado antes.

Para que este filtro seja fisicamente realizável é preciso que $t_m \geq T_p$, onde T_p é o tempo de duração do pulso. E para que a resposta do filtro seja a mais rápida possível, faz-se $t_m = T_p$. Assim, o pico de saída do filtro, indicando a presença de sinal útil, ocorrerá quando todo o sinal de eco entrar no filtro.

Voltando a expressão de *SNR* otimizada para o filtro casado,

$$SNR = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(\omega)|^2 df = \frac{2E}{N_0}, \quad \text{onde } E = \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(\omega)|^2 df \text{ é a energia do sinal de eco, à}$$

entrada do filtro casado.

Ao calcular a amplitude do sinal à saída do filtro casado, encontra-se um resultado notável, como em seguida.

$$s_0(t_m) = \left(\int_{-\infty}^{+\infty} S_i(\omega)H(\omega)e^{j\omega t} df \right) \Big|_{t=t_m}, \quad H(\omega) = S_i^*(\omega)e^{-j\omega t_m}.$$

$$s_0(t_m) = \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(\omega)|^2 df = E$$

$$s_0(t_m) = E$$

A amplitude máxima do sinal útil de saída é sempre igual a energia do sinal à entrada do filtro casado, não dependendo da forma de onda do sinal $s_0(t)$. Com isso, a amplitude à saída do filtro casado sempre será igual a amplitude aleatória do ruído térmico do sistema, adicionado de uma amplitude igual a E , quando o sinal útil estiver presente.

Como dito anteriormente, o filtro casado muda a forma de onda do sinal de eco com o propósito de comprimi-lo, tornando-o um novo sinal de alta resolução temporal. Entretanto, a compressão depende da eficiência do filtro, que por sua vez é função da banda de frequências dos transdutores de transmissão e de recepção, dos desvios temporal e em frequência provocados pelo meio, e depende também do ruído inserido pelo sistema de US. Para quantificar a eficiência do filtro de compressão, define-se a razão de compressão ideal. Essa razão é a relação entre o tempo de duração do sinal antes da compressão (T_P) e depois da compressão (τ_P). O tempo de duração após o filtro é o dobro do tempo de resolução, que idealmente é igual a $1/B|_{-6dB}$. Lembrando que a compressão preserva a banda de frequências do sinal,

$$\frac{T_P}{\tau_P} = \frac{T_P}{1/B|_{-6dB}} = BT_P. \quad (3.36)$$

A resolução temporal será tão melhor quanto mais eficiente for a compressão, tanto quanto mais próxima estiver de uma razão de compressão ideal (BT_P), em que $B\tau_P|_{-6dB}$ vale 1.

Numa avaliação qualitativa e inicial, seja uma compressão livre das principais degenerações por que passa um sinal em sistemas de US, consistindo naquela que é aplicada diretamente ao sinal de excitação. O novo sinal formado após a compressão é tal que a sua energia está distribuída em lóbulos temporais que ocorrem antes e depois de um lobo principal, que concentra a maior parte dessa energia. Esses lóbulos geram ambiguidade com o lobo principal, o que resulta na formação de artefatos na imagem. A

figura 3.15 mostra um sinal de excitação MLF, seguido da sua amplitude espectral e da envoltória do pulso comprimido por filtro casado. Este sinal tem $f_0 = 1,5$ MHz, $T_p = 25$

$$\mu\text{s}, BT_p|_{-6\text{dB}} = 47, \frac{B}{f_0}|_{-6\text{dB}} = 1,3, \text{ onde } f_0 \text{ é a frequência central.}$$

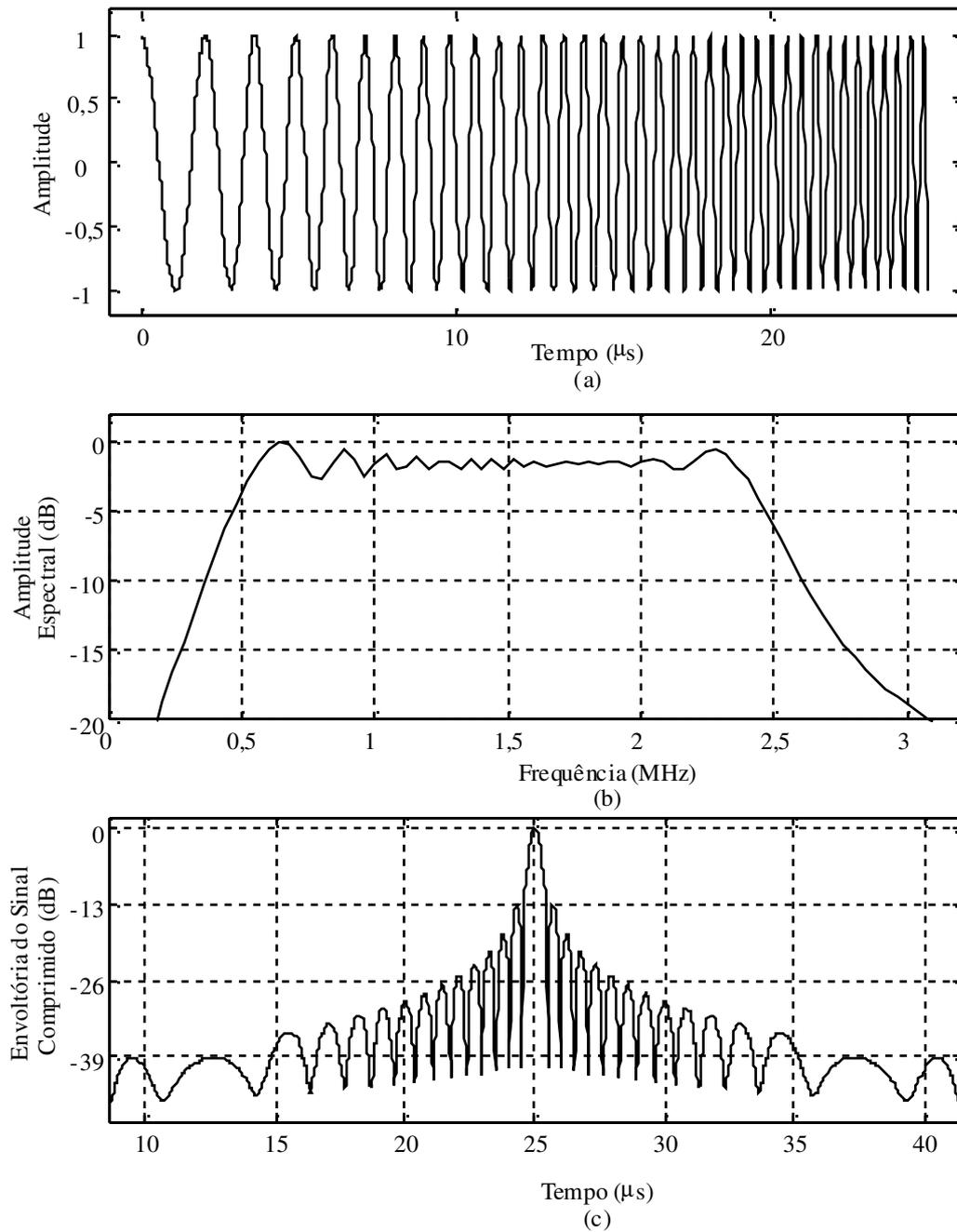


Figura 3.15 – Compressão de um sinal MLF: (a) Sinal MLF, (b) Amplitude espectral, (c) Envoltória de sinal comprimido.

Na figura 3.15 (c), a faixa dinâmica é aproximadamente igual a 13 dB, e está muito aquém dos 45 dB [9] já mencionados.

Como pode ser concluído a partir da figura 3.15, a resolução temporal não é o ponto mais crítico em sistemas que operam com sinais modulados. O maior desafio é a

redução do nível dos lóbulos temporais para a melhoria da faixa dinâmica do sinal, o que se relaciona com a capacidade de contraste para as imagens de ultrassom.

Numa classificação segundo o tipo, há os lóbulos distantes e os lóbulos próximos. Os lóbulos distantes são identificados pela sua distribuição aos pares, intensidade mais diretamente dependente do nível dos *ripples* de Fresnel, e deslocamento temporal igual a $\pm \frac{T_P}{2}$ em relação ao centro de compressão [13]. Na

figura 3.15 (c), eles aparecem em 12 μ s e 37 μ s, aproximadamente. Os lóbulos próximos são dependentes da forma da PSD do sinal a ser comprimido, como explicado no item “FM não linear”. Um exemplo dessa dependência entre o sinal comprimido e a PSD é verificado ao comparar a compressão de um sinal após ser aplicado ao transdutor, com a compressão simples do sinal de excitação. O transdutor de US, muito embora seja um dispositivo de banda relativa larga de frequências (>40%), tem uma faixa passante que remodela a PSD do sinal de excitação. A figura 3.16 mostra tais resultados simulados numericamente. O sinal de excitação MLF tem $f_0 = 1,8$ MHz,

$T_p = 20 \mu$ s, $BT_p|_{-6dB} = 57$, $\frac{B}{f_0}|_{-6dB} = 1,3$. As figuras (a) e (b), (c) e (d), (e) e (f), são

pares que relacionam o sinal comprimido por filtro casado e a PSD do sinal que deu origem à compressão. Em (a), o sinal é o de excitação, e em (c) e (e) os sinais têm efeito de transdutores de banda relativa de frequências igual a 0,83 e 0,58, respectivamente.

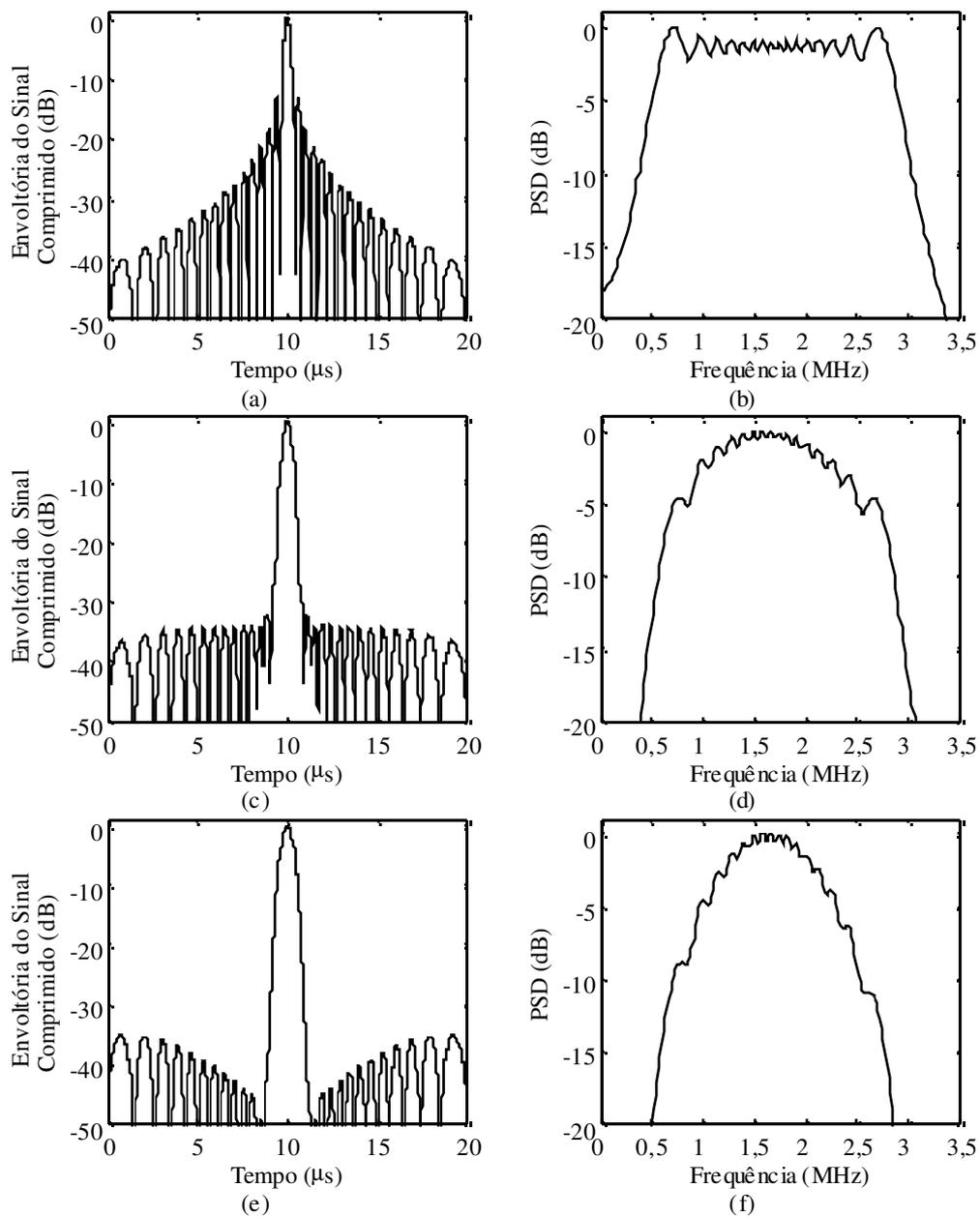


Figura 3.16 – Efeito do transdutor sobre a compressão: (a) Compressão do sinal de excitação, (c) Compressão do sinal de excitação após transdutor de

$$\left. \frac{B}{f_0} \right|_{-6dB} = 0,83, \text{ (e) Compressão do sinal de excitação após transdutor de}$$

$$\left. \frac{B}{f_0} \right|_{-6dB} = 0,58, \text{ (b), (d) e (f) Respectivas PSD em dB.}$$

Observa-se na figura 3.16 que houve degradação do lobo principal pelo seu alargamento, o que é perfeitamente justificável pelo fato do transdutor de US ser um filtro passa-faixa. A redução de banda de um sinal piora a resolução temporal.

Apesar da diversidade de valores de bandas de frequências dos transdutores na simulação, ela não é uma variável livre no problema, e não poderá ser utilizada como ferramenta de redução dos lóbulos temporais. Na verdade, em virtude das vantagens na resolução temporal, deseja-se a maior banda possível para os transdutores. Tipicamente encontram-se valores comerciais abaixo de 48% [9].

A compressão por filtro casado remove unicamente as distorções de fase impostas pela modulação para aumentar a banda e a energia de um sinal. Isso justifica os altos valores das amplitudes dos lóbulos temporais.

Os lóbulos temporais distantes são facilmente reduzidos através de uma pré filtragem no sinal de excitação, sem trazer prejuízo para a *SNR* do sistema. A pré filtragem consiste numa função multiplicativa que tem por fim suavizar as transições abruptas temporais no início e no fim do intervalo de duração do sinal de excitação, reduzindo as oscilações espectrais que dão origem aos *ripples* de Fresnel. Este é o método mais eficiente de minimização de lóbulos distantes [12]. A função multiplicativa mais comum é a *Tukey* [12, 13]. Ela está ilustrada na figura 3.17(b), com taxa de alisamento igual a 20%, ajustada a um sinal MLF de $f_0 = 1,8 \text{ MHz}$, com $T_p = 30 \mu\text{s}$, cujo gráfico está na figura 3.17(a). O resultado é o sinal de gráfico como em 3.17(c).

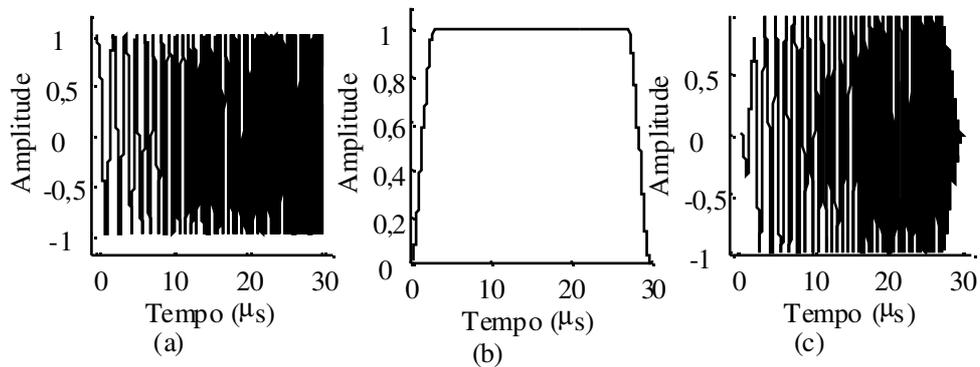


Figura 3.17 – A função Tukey: (a) Sinal MLF de 30 μs com envelope retangular, (b) Função *Tukey* a 20 %, (c) Sinal MLF de envelope segundo a função Tukey.

A figura 3.18 ilustra o efeito da função Tukey na compressão. O presente sinal tem sua duração igual a 30 μs , o que leva a formação de lóbulos distantes em 15 μs e 45 μs . O envelope do sinal modelado pela função Tukey reduz o nível dos lóbulos distantes de -40 dB para aproximadamente -75 dB.

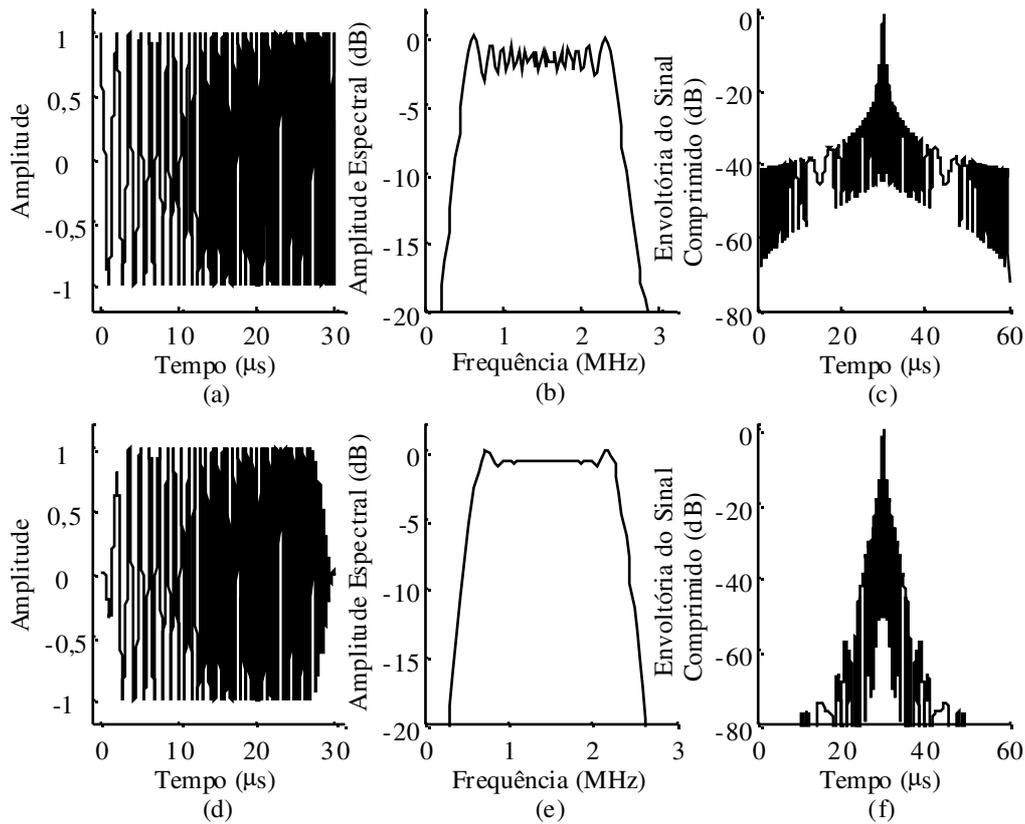


Figura 3.18 – Efeito da função janela na compressão: (a) Sinal MLF de envelope retangular, (b) Amplitude espectral para envelope retangular, (c) Envoltória do sinal comprimido para envelope retangular, (d) Sinal MLF de envelope segundo Tukey (20%), (e) Amplitude espectral para envelope por Tukey (20%), (f) Envoltória do sinal comprimido para envelope segundo Tukey (20%).

Já os lóbulos próximos somente são diminuídos em suas amplitudes através de filtros adicionais, mas na recepção do sinal de eco. Mais especificamente após o filtro casado, como na figura 3.19. O ruído foi desconsiderado para esta análise.

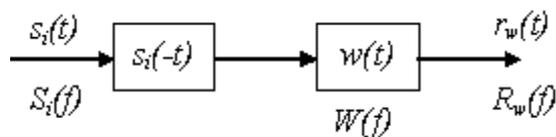


Figura 3.19 – Diagrama de blocos de um filtro casado seguido de um filtro de redução de lóbulos próximos.

As respostas impulsivas do filtro casado e do filtro redutor de lóbulos são iguais a $s_i(-t)$ e a $w(t)$, respectivamente. O sinal à entrada do filtro casado é igual a $s_i(t)$, e o sinal comprimido à saída de todo o conjunto de filtros é igual a $r_w(t)$, calculado por:

$$r_w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_i(f) S_i^*(f) W(f) \exp(j\omega t) df = \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(f)|^2 W(f) \exp(j\omega t) df.$$

Por esse resultado, conclui-se que o filtro redutor de lóbulos distorce tão somente a amplitude espectral do sinal $s_i(t)$, e não a fase espectral.

Algumas aproximações práticas podem ser feitas na equação anterior, para fins de análise. Se o espectro do sinal modulado for aproximadamente plano, $|S_i(f)| \cong 1$,

$$r_w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(f) \exp(j\omega t) df.$$

Este resultado indica que a saída $r_w(t)$ é igual a resposta

impulsiva do filtro de redução de lóbulos próximos. A figura 3.20 ilustra duas janelas temporais modeladas por filtro *Dolph-Chebyshev* [12], limitando a amplitude dos lóbulos em -20 dB e -40 dB. Inerentemente ao filtro, há um alargamento no lobo principal, corrompendo a resolução temporal, caso esse filtro seja utilizado num sinal comprimido por filtro casado.

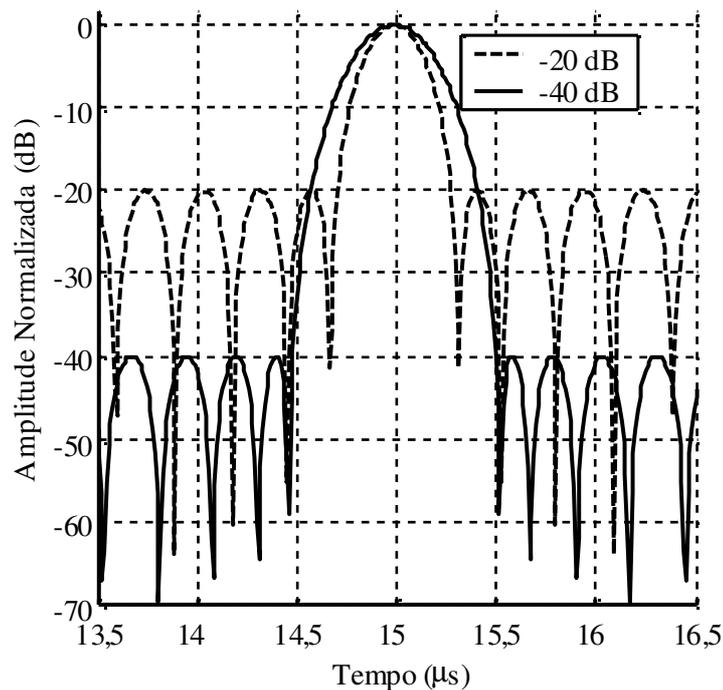


Figura 3.20 – Função janela *Dolph-Chebyshev* para -20 dB (--) e -40 dB (-).

Para sistemas de US, todo filtro casado exige a utilização de filtros de redução de lóbulos, o que traz malefícios ao sistema pela redução da banda de frequências passante, e da relação *SNR*. As funções janela mais comuns, representantes da característica do filtro, são a *Dolph-Chebyshev*, *Kaiser*, *Hanning*, *Blackman* e *Hamming* [12].

. Filtro de Wiener [8]

Mais geral que o filtro casado, o filtro de Wiener, além de corrigir as distorções de fase que foram geradas pela modulação, corrige também as distorções de amplitude através de uma inversão espectral em banda limitada (pseudo-inversão). De maneira superior ao filtro puramente de inversão [8], há um fator de redução do ruído em sua função de transferência, o que evita as amplificações que o filtro de inversão provoca. O filtro casado é um filtro que se baseia na maximização da relação *SNR*, como visto no item anterior. Já o filtro de Wiener se baseia na minimização do erro médio quadrático entre um sinal ideal (sem ruído) e o sinal real (com ruído). Para um sinal de entrada com

transformada de Fourier igual a $S_i(f)$, o filtro de Wiener tem a seguinte função de transferência $H_w(f)$ [9], para κ igual a 1:

$$H_w(f) = \frac{S_i^*(f)}{|S_i(f)|^2 + \kappa SNR^{-1}(f)}, \quad (3.37)$$

onde $\kappa \in \mathfrak{R}^+$.

O filtro de Wiener tem a propriedade de ajustar-se pelas características do sinal de entrada. Quando o nível de ruído é muito alto, a equação (3.37) se aproxima da função de transferência de um filtro casado, cujas propriedades já foram discutidas anteriormente. No sentido oposto, quando há pouco ruído no sistema, observa-se que a mesma equação tende à resposta em frequência de um filtro inversor. O filtro inversor tem como princípio a equalização do sinal de entrada. Essa distorção é causada por uma resposta em frequência igual ao inverso da amplitude espectral do sinal de entrada, mas em banda limitada. A equalização promove níveis mais baixos dos lóbulos temporais que o filtro casado, além de uma melhoria na resolução temporal. Porém, em virtude de uma simultânea amplificação do ruído contido na banda sob inversão, o filtro inversor é mais apropriado aos sistemas com ruído relativamente mais baixo que os dos sistemas que utilizam filtros casados.

A figura 3.21 mostra a amplitude espectral da função de transferência do filtro de Wiener para dois sinais MLF, e seus respectivos envelopes após a compressão. Em virtude das relações SNR de ambos os sinais, o filtro de Wiener respondeu mais proximamente de um filtro inversor para o sinal de SNR igual a 60 dB, e mais proximamente de um filtro casado para o sinal de relação SNR igual a 20 dB, o que fica evidente ao comparar os sinais comprimidos de ambos. O filtro casado gera lóbulos temporais mais intensos que os gerados pelo filtro de inversão. Percebe-se uma diferença entre os níveis dos lóbulos igual a 8 dB. Tais resultados foram calculados a partir de medições realizadas nas dependências do laboratório de US (LUS-PEB/COPPE), para a consideração de ruído branco presente no sinal de eco. O sinal de excitação MLF teve frequência central igual a 2,25 MHz, e tempo de duração T_p igual a 15 μ s.

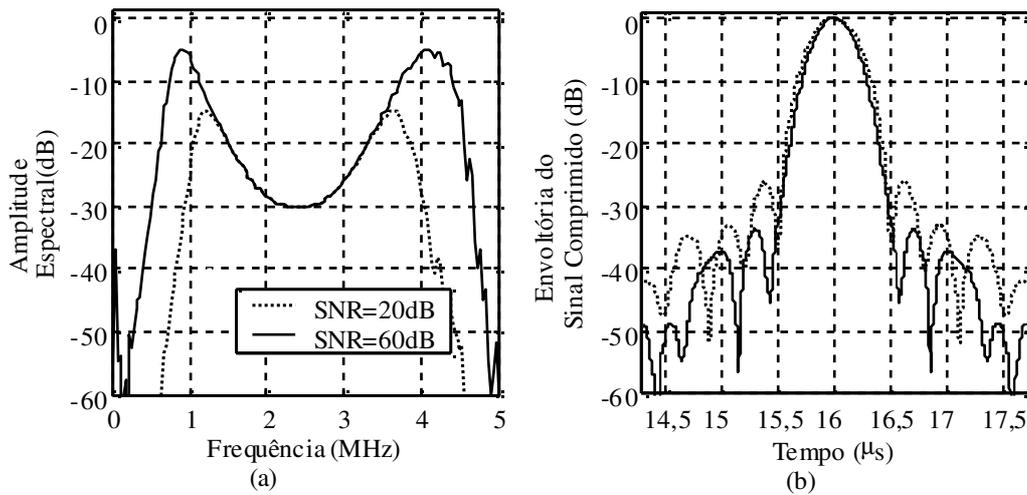


Figura 3.21 – Compressão por filtro de Wiener: (a) Amplitude espectral de $H_w(f)$ para sinais de SNR iguais a 20 dB e 60 dB, (b) Envoltória do sinal comprimido por filtro de Wiener para sinais de SNR iguais a 20 B e 60 dB. Em ambos os casos, κ vale 1.

É possível, para um mesmo sinal, determinar o ponto de operação do filtro de Wiener, entre os dois extremos que são o filtro casado e o filtro inversor. Para isso, adiciona-se o fator de controle κ à equação original da função de transferência do filtro de Wiener. Tal fator é importante para o ajuste do filtro às necessidades de faixa dinâmica do sinal comprimido. Adicionalmente, se a PSD do sinal comprimido for modificada através de um aumento da banda de frequências passante do filtro de Wiener, isso afetará a resolução e o nível dos lóbulos temporais, favoravelmente. Propõe-se, então, nesta Tese um índice, n' ($n' \in \mathfrak{R}^+$ e $n' \geq 1$), que controlará a resolução e a intensidade dos lóbulos temporais, em conjunto com o fator κ . Neste caso, o inverso de n' será usado como uma potência aplicada à amplitude espectral da função de transferência do filtro de Wiener, definida pela equação (3.37). A fase da função de transferência do filtro será mantida. É preciso lembrar que esta operação consiste numa distorção que impõe reduções na relação SNR . Será necessário alguma etapa de otimização do sistema de compressão para que um valor ótimo de n' seja encontrado, mas respeitando algum tipo de limite, como a faixa dinâmica, por exemplo. A nova proposta de função de transferência, $H_{pw}(f)$, do filtro de Wiener (pseudo-Wiener) aparece na equação (3.38).

$$H_{pw}(f) = \left| \frac{S_i^*(f)}{|S_i(f)|^2 + \kappa SNR^{-1}(f)} \right|^{\frac{1}{n'}} \exp\{j\Phi_w(f)\}, \quad (3.38)$$

onde $\Phi_w(f)$ é a fase da equação (3.37), $n' \in \mathfrak{R}^+$ e $n' \geq 1$.

A figura 3.22 mostra a eficiência de controle dos lóbulos por n' . Dois casos são abordados no mesmo conjunto de dados experimentais de relação SNR igual a 60 dB, consistindo-se num sinal de excitação MLF de frequência central 2,25 MHz e tempo de duração igual a 15 μ s, aplicados ao filtro de Wiener para valores de n' iguais a 1,0 e 1,5. São apresentadas as curvas da amplitude espectral da função de transferência do filtro de Wiener, figura (3.22a), assim como a envoltória dos sinais de compressão, figura (3.22b), para os valores de n' mencionados. Verifica-se na figura que houve uma redução da intensidade dos lóbulos de -14,0 dB para -27 dB, aproximadamente, variando-se n' de 1,0 para 1,5, respectivamente. Constata-se, como dito anteriormente, uma redução na relação SNR pelo alargamento do lobo principal.

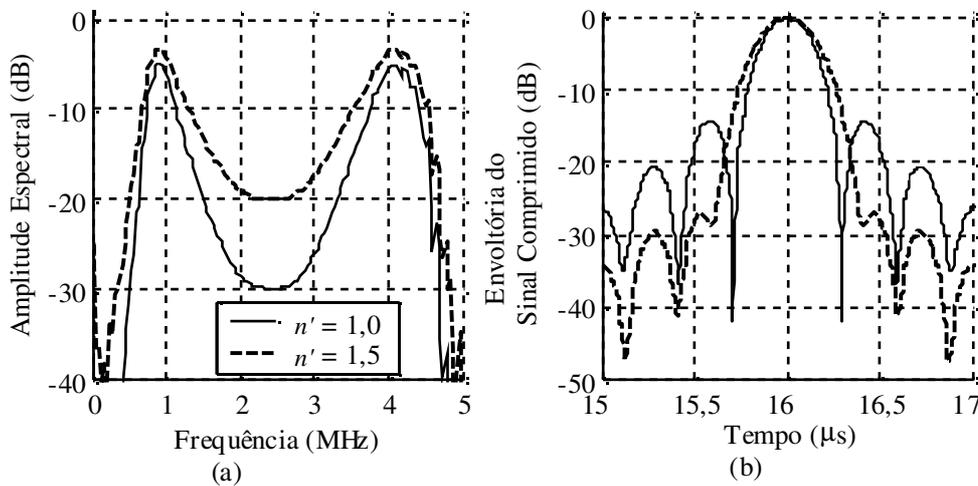


Figura 3.22 – Efeito de n' na compressão: (a) Amplitude espectral de $H_{pw}(f)$ para n' igual a 1,0 e 1,5, (b) Envoltória do sinal comprimido por filtro de Wiener para n' igual a 1,0 e 1,5.

3.3- Resumo

Alternativamente ao aumento da amplitude, a energia total de um sinal pode ser elevada através de uma modulação, possibilitando sinais de longa duração, com mais energia, e de banda larga de frequências, com melhor resolução temporal.

Para sinais modulados aplicados aos sistemas de US, os sinais de eco (detecção) devem ser demodulados (comprimidos), para restituir-lhes a capacidade de resolução temporal. A modulação espalha a energia do sinal de excitação ao longo do seu tempo de duração, e a demodulação concentra a energia do sinal de eco em torno de um instante principal que localiza o alvo.

Quando a perda do meio de propagação é incluída no estudo, a demodulação do sinal de eco é mais bem expressa através da transformação do sinal modulado de excitação para o domínio *delay-Doppler*, em virtude de um efeito degenerativo das perdas (dispersão) sobre o sinal, e que se reflete sobre o sinal comprimido. O cálculo da função ambiguidade para um dado sinal de excitação é importante como forma de análise da eficiência deste sinal sob efeito das perdas, porém na recepção.

Classificando as diferentes formas de superfícies da função ambiguidade, conclui-se que os sinais modulados em frequência (ou fase) são os mais adequados aos sistemas de US, sobretudo os sinais MLF e NMLF (assimétricos). Esses são sinais que apresentam melhoria na resolução temporal, quando comprimidos, em relação aos sinais de excitação simplesmente pulsados, e baixa sensibilidade aos desvios de frequência provocados pelas perdas do tecido biológico.

O sistema de US por sinais modulados começa com a geração do sinal de excitação e finaliza com o sinal de eco, que deverá ser aplicado à etapa de compressão, para resgatar a capacidade de resolução.

Inerentemente à compressão por filtro casado, há a formação de lóbulos temporais cuja intensidade é reduzida através de métodos de pré-filtragem (função *Tapering*), e de pós-filtragem (função janela). A pré-filtragem é aplicada ao sinal de excitação com o fim de diminuir a intensidade dos lóbulos temporais distantes. Já a pós-filtragem é feita através de um filtro adicional ao casado, para reduzir os lóbulos próximos. Neste último caso há uma perda na relação *SNR*.

O filtro casado tem como princípio a maximização da relação *SNR*. Há um filtro de compressão mais geral que este, cujo princípio está na minimização do erro médio quadrático entre um sinal ideal e o sinal real (medido). É o filtro de Wiener.

Propõe-se um filtro de Wiener modificado, cuja função de transferência regula não somente o ponto de operação do filtro, entre os extremos (filtro casado e filtro de inversão), como também a banda de frequências de passagem através de um índice n' .

4- Modulação por Compensação em Frequência

A performance do sistema de US que utiliza pulsos de sinais modulados depende da forma de onda (frequência de operação, largura de banda, tipo de modulação e tempo de duração do pulso), da resposta em frequência do transdutor (único em sistemas de pulso eco), e do meio de propagação. Este tem propriedades de espalhamento e perdas com grandes variações no tecido biológico. As perdas, além de atenuarem a onda acústica, são dependentes da frequência, e isso faz com que a frequência média do espectro da onda diminua com a profundidade de propagação [8]. A tabela 4.1 exemplifica alguns tecidos e suas perdas (Modificado de [49]).

Tabela 4.1 – Coeficiente de atenuação (α) de tecidos biológicos.

Tecido	α @ 1 MHz (dB cm⁻¹)
Sangue	0,20
Gordura	0,60
Músculo	1,80
Fígado	0,90
Tecido Mole (média)	0,70

O sinal modulado por compensação em frequência (MCF) tem como princípio a modulação FM com equalização na fase da onda, resultante da resposta em frequência do transdutor, do tecido biológico e da instrumentação utilizada na detecção. A equalização compensa a intensidade dos componentes em frequência de maior perda, com o objetivo de aumentar a banda do pulso de sinal modulado. Nenhuma outra técnica, encontrada na literatura, de redução de lóbulos temporais, atua nas distorções impostas por estes elementos (transdutores, meio de propagação e instrumentação) do sistema, e principalmente como pré-filtragem. Essa é a maior contribuição do método.

Diversos autores [8, 9, 50, 51] têm proposto o filtro inversor como filtro de compressão descasado, mas atuando somente sobre a banda do transdutor. Este filtro tem como limitação a amplificação do ruído, deteriorando a *SNR*. Sua função de

transferência é igual ao inverso da banda de frequências do sinal de eco, numa faixa limitada (pseudo-inversão). Em virtude de um aumento efetivo da banda de frequências do sinal à saída do filtro inversor, há uma melhora na resolução.

O sinal MCF é um caso particular da modulação FM não linear (MNLF) assimétrica, pertencente à subclasse B2 de função ambiguidade. É um sinal de baixa sensibilidade às variações em frequência provocadas pelas perdas. Essa propriedade garante um sinal de eco comprimido mais eficiente que o FM não linear simétrico, e mais ainda que o MLF.

As pesquisas dos sinais FM não lineares foram desenvolvidas para os sistemas de radar na década de 60, e a partir de então, a sistemática de síntese desses sinais tem sido a mesma, em essência. Modela-se a fase ou a razão de varredura do sinal modulado de excitação através de uma função matemática que deve atender a uma lei de variação não linear da frequência. A solução para esse problema foi proposta, independentemente, por FOWLE [52] em 1964, e por COOK e BERNFELD [7] em 1967, através de um conceito de fase estacionária.

4.1- Formulação Matemática para Geração do MCF

Seja o envelope complexo do sinal modulado $s(t)$, definido pela equação (3.19):

$$\psi_S(t) = a(t)e^{j\varphi(t)}.$$

O espectro de frequências, definido pela transformada de Fourier de $\psi_S(t)$, é dado pela equação (4.1), onde as variáveis ω e φ são independentes.

$$\Psi_S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_S(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t)e^{j[\varphi(t)-\omega t]} dt \quad (4.1)$$

O princípio de fase estacionária propõe a minimização das oscilações na amplitude espectral de um sinal, que são os chamados *ripples* de Fresnel. Esta minimização reduz a amplitude dos lóbulos temporais distantes, no respectivo sinal comprimido, e para tanto, a fase total do integrando da equação (4.1) é feita igual a uma

constante, particularizando a relação entre ω e ϕ num instante t_k , sem perda de generalidade [13]. A equação (4.2) surge como um dos resultados deste princípio.

$$|\Psi_S(\omega_k)|^2 = 2\pi \frac{a^2(t_k)}{|\phi''(t_k)|}, \quad (4.2)$$

onde o índice k evidencia a dependência entre a frequência e o tempo, e $\phi''(t_k)$ é a derivada segunda de ϕ em relação ao tempo, proporcional a razão de varredura num instante t_k .

Analisando a equação do princípio de fase estacionária, verifica-se que para um envelope real plano, $a(t)$, a densidade espectral de energia [44], $|\Psi_S(\omega)|^2$, é inversamente proporcional à razão de varredura, $\phi''(t)$. Foi baseado nessa conclusão que estabeleceu-se uma estratégia de redução da amplitude dos lóbulos temporais a partir de modulações não lineares em frequência (item FM não linear, 7º parágrafo, capítulo 3). Analogamente, a condição de fase estacionária pode ser aplicada a $\Psi_S(t)$, definida pela transformada inversa de $\Psi_S(\omega)$, o que leva à equação (4.3) [25]:

$$a^2(t_k) = \frac{1}{2\pi} \frac{|\Psi_S(\omega_k)|^2}{|\Phi''(\omega_k)|}, \quad (4.3)$$

onde $\Phi''(\omega_k)$ é a derivada segunda da função de fase espectral, em relação a ω .

Considerando-se o envelope $a(t)$ plano, por razões já expostas anteriormente, é possível sintetizar, através de dois caminhos distintos, qualquer sinal FM não linear de excitação para os sistemas de US, desde que a sua amplitude espectral, $\Psi_S(\omega)$, seja conhecida.

Dada a amplitude espectral, a derivada primeira da fase espectral é calculada através da integral de $\Phi''(\omega)$, como segue.

$$\Phi'(\omega) = \int_{\omega_{\min}}^{\omega} \Phi''(x) dx, \quad (4.4)$$

onde ω_{\min} é o limite inferior da banda de frequências do sinal a ser calculado, e x é uma variável intermediária.

O atraso de grupo, $\tau_g(\omega)$, é calculado em seguida, segundo a equação (4.5).

$$\tau_g(\omega) = -C\Phi'(\omega), \quad (4.5)$$

onde C é uma constante que atende à condição de contorno do atraso de grupo, tal que $\tau_g(\omega_{\max}) = T_p$, e ω_{\max} é a frequência máxima da banda de frequências do sinal.

Em seguida, calcula-se a função de fase espectral integrando-se o atraso de grupo, como aparece na equação (4.6).

$$\Phi(\omega) = -\frac{1}{C} \int_{\omega_{\min}}^{\omega} \tau_g(x) dx \quad (4.6)$$

Então, o sinal $s(t)$, determinado através da transformada inversa de Fourier, é dado por:

$$s(t) = F^{-1} \left\{ \Psi_s(\omega) e^{j\Phi(\omega)} \right\} \quad (4.7)$$

onde F^{-1} é a transformada inversa de Fourier.

Alternativamente ao cálculo anterior, é possível determinar $s(t)$ tomando-se a frequência instantânea, em função do tempo, como sendo a função inversa de $\tau_g(\omega)$ [25], para então calcular-se a fase do envelope complexo, $\varphi(t)$, como segue.

$$\varphi(t) = \int_0^t f(x) dx, \quad (4.8)$$

onde $f(t) = \tau_g^{-1}(\omega)$, e τ_g^{-1} é igual a função inversa de τ_g .

De posse da fase do envelope complexo, e de $a(t)$, é possível calcular o sinal $s(t)$.

Para ilustrar o procedimento de síntese de um sinal FM não linear, seja uma função espectral definida pela equação (4.9) [53], a qual descreve uma distribuição uniforme cossenoidal sobre um “pedestal” dependente da constante k_s .

$$\Psi_s(\omega) = \left\{ k_s + (1 - k_s) \cos^2 \frac{(\omega - \omega_0)}{2B} \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (4.9)$$

onde ω_0 é a frequência angular da portadora do sinal, e B é a banda de frequências.

Considerando um sinal com densidade espectral como em (4.9) e tendo como características $T_p = 5\mu\text{s}$, $B = 3\text{MHz}$, $f_c = 1,5\text{MHz}$, $f_{min} = 1\text{kHz}$, $BT_p = 15$, $k_s = 0,015$, a figura 4.1 ilustra todas as etapas de síntese de um sinal, no domínio do tempo. As etapas são descritas pelas equações (4.4), (4.5), (4.6) e (4.7). A figura 4.1f mostra o sinal temporal sob envelope $a(t)$, figura 4.1 e.

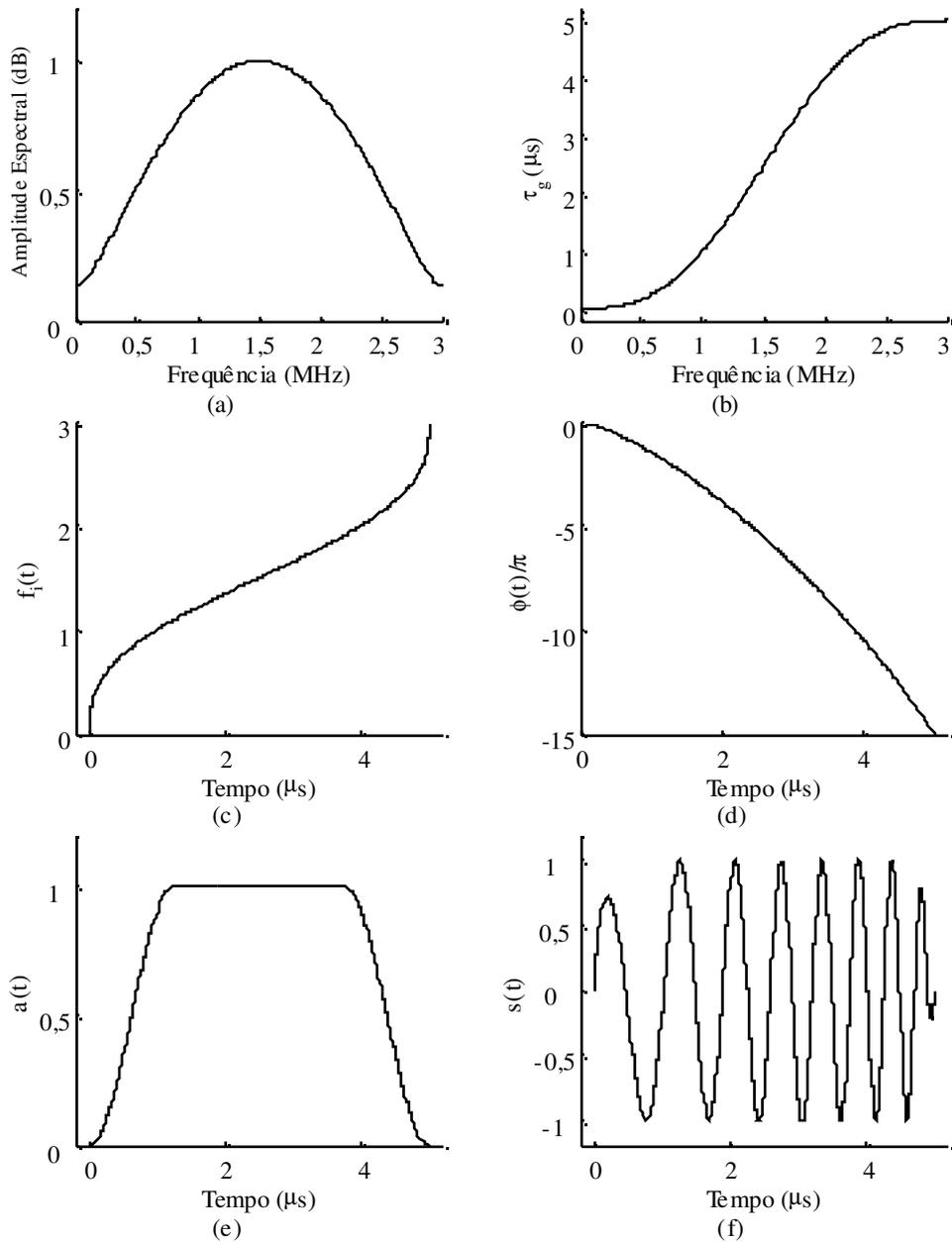


Figura 4.1 – Etapas de síntese de um sinal FM não linear: (a) Amplitude espectral de $s(t)$, (b) Atraso de grupo, (c) Frequência instantânea, (d) Fase normalizada do envelope complexo, (e) Envelope real, (f) Sinal $s(t)$.

4.2 – Sinal Modulado por Compensação em Frequência para um sistema de US

O método de geração do sinal MCF é o mesmo descrito no item anterior, em que há o conhecimento prévio da amplitude espectral do sinal a ser gerado, e o atendimento da equação de conservação de fase. A amplitude espectral do sinal MCF é tal que as perdas em frequência impostas pelo sistema de US sejam equalizadas numa faixa em torno da frequência central.

Para atender a essa expectativa, a amplitude espectral escolhida é igual ao inverso da amplitude espectral da função de transferência do sistema de US. Então, a síntese do sinal MCF é iniciada com a caracterização dessa função de transferência.

Por razões práticas, optou-se pelo cálculo da função de transferência do sistema de US através da transformada de Fourier do sinal de eco de uma varredura linear em frequência com amplitude constante (MLF), tendo-se um refletor plano referencial inserido no meio de propagação.

A inversão da amplitude espectral da função de transferência é uma pseudo-inversão em virtude de se considerar uma banda limitada para não amplificar muito o ruído presente no sinal. Considera-se apenas uma faixa do espectro fonte para a geração do MCF. Através de trabalhos experimentais realizados no LUS e no laboratório de ultrassom do Inmetro, observou-se que as faixas de inversão de até 20 dB têm oferecido bons resultados gerais. Para o espectro dos valores de frequência abaixo e acima da faixa sob inversão, utiliza-se a função *Tukey* com o mesmo número de pontos da faixa correspondente na amplitude espectral da função de transferência. Assim, evitam-se as variações espectrais mais abruptas que comprometem os baixos níveis de lóbulos temporais que estão sendo projetados. A figura 4.2(a) ilustra a amplitude espectral, normalizada pelo máximo, de um sistema experimental composto por um transdutor modelo V306 (Olympus; Waltham, MA, EUA), operando em 2,25 MHz e com diâmetro de 13 mm, submerso em tanque de água com um refletor plano de alumínio. Na figura 4.2(b) ilustra-se a amplitude espectral numa faixa de 9 dB em torno da frequência central, que está invertida e normalizada pelo máximo. A figura 4.2(c) mostra a amplitude espectral formada para cálculo do sinal MCF, composta pelo espectro da figura 4.2(b) adicionado de valores numéricos gerados pela função *Tukey*.

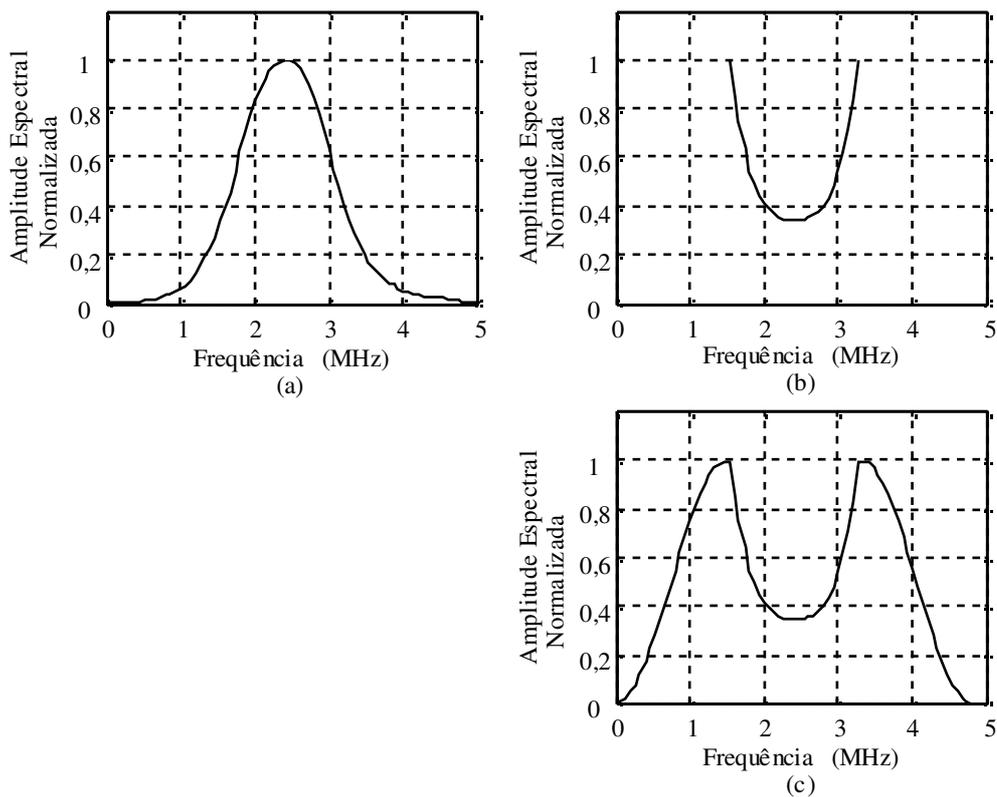


Figura 4.2 – Função de transferência e inversão de banda: (a) Amplitude espectral da função de transferência de um sistema experimental, (b) Inversão da amplitude espectral da função de transferência numa faixa de 9 dB, (c) Amplitude espectral do MCF a ser calculado, complementada com o auxílio da função *Tukey*.

Considerando-se, mais especificamente, um sistema de US de acordo com o diagrama de blocos indicado pela figura 4.3, a formulação para sinais de pulsos comprimidos é apresentada a seguir.

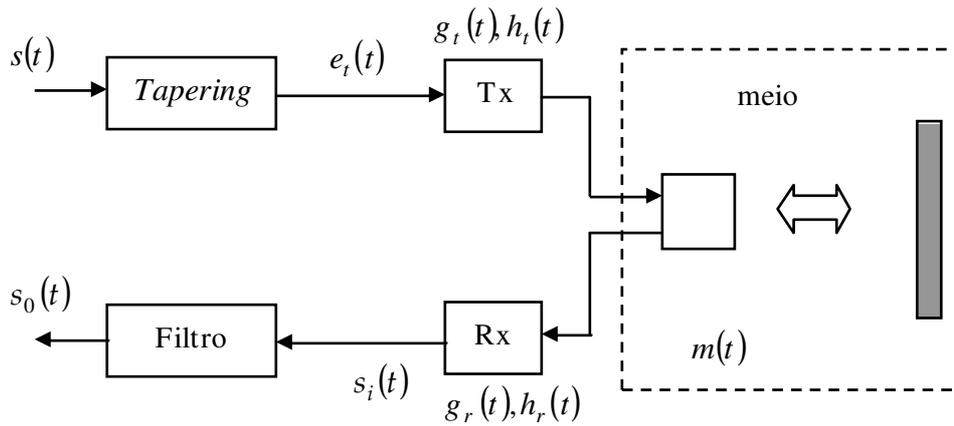


Figura 4.3 – Diagrama de blocos de um sistema de US composto por um transdutor de transmissão, Tx, um transdutor de recepção, Rx, um filtro de correlação, um filtro *Tapering*, e o meio de propagação.

Considerando-se o sistema linear e invariante no tempo, o sinal de eco antes da compressão, $s_i(t)$, é igual à convolução das respostas impulsivas de cada bloco, como segue:

$$s_i(t) = e_t(t) * g_t(t) * h_t(t) * m(t) * g_r(t) * h_r(t), \quad (4.10)$$

onde $g_t(t)$, $g_r(t)$, $h_t(t)$ e $h_r(t)$ são as respostas impulsivas dos transdutores na conversão eletromecânica, $g_t(t)$ e $g_r(t)$, e de suas aberturas, $h_t(t)$ e $h_r(t)$, na transmissão e na recepção, respectivamente. $m(t)$ é a resposta impulsiva do meio, $e_t(t)$ é o sinal de excitação do transdutor, $s(t)$, com envelope retangular modificado por $a_T(t)$, sendo $a_T(t)$ a função *Tapering*.

Aplicando à equação (4.10) o teorema da convolução no tempo tem-se:

$$S_i(f) = E_T(f)G_T(f)H_T(f)M(f)G_R(f)H_R(f), \quad (4.11)$$

onde $G_T(f)$, $G_R(f)$, $H_T(f)$ e $H_R(f)$ são as respostas em frequência dos transdutores (conversão eletromecânica) e de suas aberturas na transmissão e na recepção, respectivamente, $M(f)$ é a resposta em frequência do meio, e $E_T(f)$ é a transformada

de Fourier do sinal de excitação com correção no envelope modulador. $H_T(f)$ e $H_R(f)$ garantem a inclusão da difração do feixe de ultrassom.

Assim, a amplitude espectral do MCF é igual a seguinte equação:

$$|H_{MCF}(f)| = |G_T(f)G_R(f)H_T(f)H_R(f)M(f)|^{-1}. \quad (4.12)$$

Um olhar mais atento à igualdade da equação (4.12) permite concluir que essa amplitude espectral é solução única para a não linearidade que controla a intensidade dos lóbulos temporais, quando da compressão do sinal de eco. Não há uma variável livre segundo a qual a amplitude da PSD do sinal MCF seja modelada. A variedade de soluções depende da variedade de funções de amplitude espectral. Cria-se, então, uma variável livre para este fim, aplicando-se uma potência (n) à amplitude espectral sob inversão. Tal potência modifica o espectro a ser invertido, aumentando a sua largura de banda, e suavizando as variações da PSD. O objetivo de n é controlar a amplitude máxima dos lóbulos temporais e melhorar a resolução relativa. Sendo assim, a amplitude espectral, modificada, para a síntese do MCF é agora expressa pela equação abaixo.

$$|H_{MCF}(f)| = |G_T(f)G_R(f)H_T(f)H_R(f)M(f)|^{-\frac{1}{n}}, \quad (4.13)$$

com $n \in \mathfrak{R}^+$.

Para exemplificar o efeito do n no sinal comprimido, apresentam-se alguns testes simulados através do programa Field II [15], compilado e executado em Matlab 6.

O Field II simula as imagens de US em modo B para *phantom* especificado em rotina apropriada, irradiado por diferentes tipos de transdutores. Ele permite controle dinâmico do foco, para transdutores matriciais, e também controle de apodização.

Originalmente, o Field II tem modo de excitação através de pulsos de portadora constante, unicamente. Com isso, algumas rotinas foram modificadas e/ou acrescentadas para a geração do MCF, do MLF, e também para a compressão do sinal de eco.

O sistema opera com sinal pulso eco, e como tal, tem único transdutor, escolhido pistom plano de raio igual a 6,5 mm. Sua frequência central nominal é igual a 2,25 MHz com banda relativa em -6 dB de 80%.

Como dito anteriormente, a função de transferência foi calculada através do sinal de eco de uma varredura em frequência com amplitude constante, e seu envelope retangular foi suavizado pela função *Tukey*, com T_p igual a 25 μ s e banda, a -6 dB, igual a 3,7 MHz, para frequência central igual a 2,25 MHz. Assim, $BT_p|_{-6dB}$ é igual a 92,5.

O *phantom* foi um tanque de água (meio homogêneo e sem perdas) de 100 mm de comprimento na direção principal do feixe acústico, com um refletor plano perpendicular ao feixe e distante 50 mm em relação à face do transdutor.

Os gráficos da figura 4.4 mostram o potencial da inversão espectral e de n , na resolução e no controle dos lóbulos temporais.

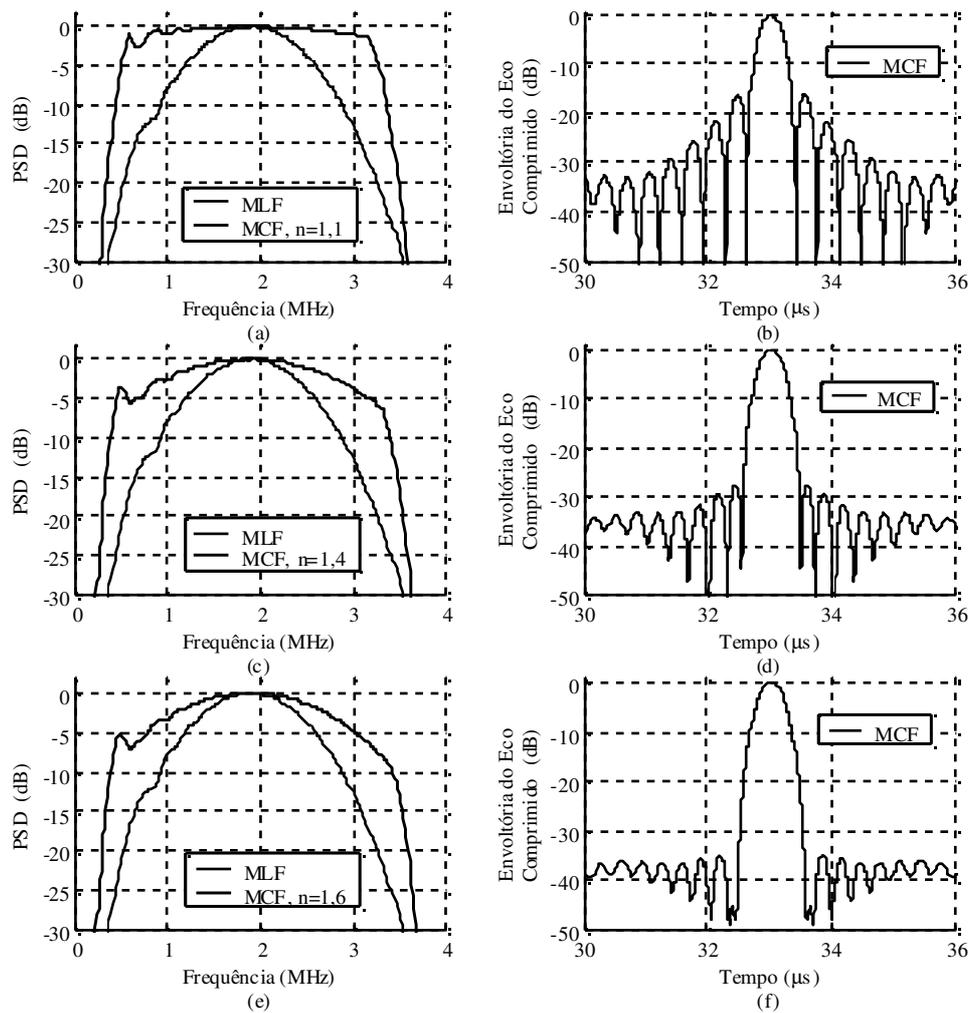


Figura 4.4 – Simulações dos efeitos da inversão espectral da amplitude da função de transferência do sistema de US e de n sobre o sinal de eco comprimido: (a), (c) e (e): PSD em dB do sinal de eco do MCF em relação ao MLF, para respectivos valores de n , (b), (d) e (f): Envoltória do sinal de eco MCF comprimido para os respectivos valores de n .

Os resultados da figura 4.4 relacionam n e a resolução para o refletor posicionado a 40 mm do transdutor, e faixa de inversão de 15 dB. O filtro de compressão empregado foi o de autocorrelação (filtro casado). Observa-se com clareza que n suaviza o espectro do sinal de eco e também aumenta a sua largura de banda.

A partir desses resultados, calcula-se diretamente a resolução temporal em função de n , ficando essa relação limitada ao nível máximo de lóbulos temporais de cada caso. A figura 4.5 ilustra graficamente esses valores. Observa-se que para cada

valor de n a curva termina no nível máximo dos lóbulos temporais, calculado no eixo de Faixa dinâmica. Para n igual a 1,6 o nível máximo dos lóbulos foi de -33 dB, aproximadamente.

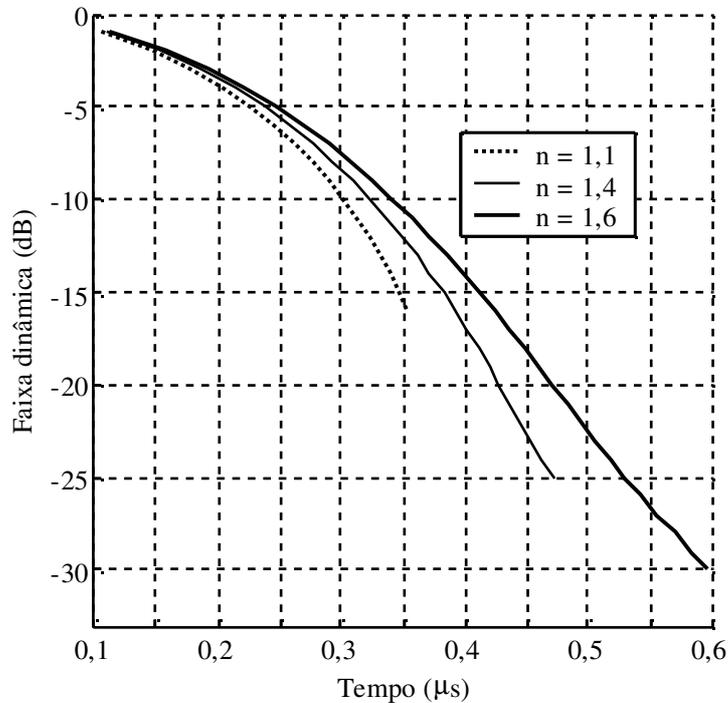


Figura 4.5 – Caracterização do índice n para filtro de autocorrelação.

4.3- Resumo

O sinal MCF está proposto como uma solução às limitações dos pulsos de sinais modulados pelo motivo de incluir na sua geração uma técnica de pré-filtragem. Com isso, as distorções provocadas pelas perdas, pelo transdutor e pela difração são incluídas no modelo teórico que o gera.

O princípio de fase estacionária aplicado a um sinal maximiza a energia total do lobo principal no seu correspondente sinal comprimido, minimizando a energia dos lóbulos temporais.

Este princípio relaciona o envelope do sinal, a sua amplitude espectral, e a derivada segunda da função de fase espectral. Dado que a amplitude espectral do sinal seja conhecida, é possível sintetizar o sinal temporal correspondente. Dessa forma, o

sinal MCF é calculado tomando-se como amplitude espectral o inverso da amplitude espectral da função de transferência do sistema de US. Essa definição tem como finalidade compensar as perdas de todo o sistema de US, possibilitando sinais de eco de banda de frequências mais larga, relativamente aos sistemas simplesmente pulsados. Dessas perdas, a mais significativa é a imposta pelos transdutores, na transmissão e na recepção.

Contudo, para um mesmo sistema de US, a solução de sinal MCF é única, assim como a sua compressão. Para que efetivamente haja um controle no nível dos lóbulos temporais, além de minimizá-los, aplica-se uma potência $\frac{1}{n}$, ($n \in \mathfrak{R}^+$), à expressão da amplitude espectral definida antes. Com isso, as transições abruptas de tal espectro são suavizadas, o que favorece a redução da amplitude dos lóbulos temporais, assim como a banda do sinal de eco é aumentada, beneficiando a resolução temporal do sinal comprimido.

Portanto, o índice n controla o nível dos lóbulos temporais sem que haja uma degeneração tão intensa no lobo principal do sinal comprimido, o que normalmente é observado em filtros de compressão descasados.

5- Metodologia de Testes e Materiais

5.1- Introdução

Neste capítulo são descritas todas as etapas necessárias aos experimentos com sinal MCF, as quais incluem a caracterização do transdutor, a determinação da função de transferência do sistema de US, o cálculo e a geração do sinal MCF, o cálculo da função de transferência do filtro de Wiener, e a otimização da resolução.

O objetivo desses experimentos foi verificar os valores de resolução e nível máximo de lóbulos temporais alcançados com a excitação de um transdutor por MCF, para sinal de eco comprimido por filtro de Wiener, segundo as modificações que foram apresentadas para este último. O nível máximo dos lóbulos temporais será expresso pelo pico de lóbulos temporais (PLT).

Para sistemas codificados, comumente utiliza-se o sinal MLF com eco comprimido por autocorrelação, ou por correlação com o sinal de excitação, como uma referência para o estudo da eficiência de resolução de um novo sinal de excitação [8, 9, 12]. Sendo assim, os sistemas de US experimentais foram submetidos à excitação por MCF e por MLF. O sinal de eco da excitação por MLF foi comprimido por filtro casado (autocorrelação).

Dois modelos experimentais de sistemas pulso eco foram testados. O primeiro deles foi constituído por um tanque d'água com refletor plano de alumínio submerso e sujeito a disparos de ultrassom de um transdutor excitado por diferentes soluções de sinais MCF, e também por MLF. Nesta etapa, determinam-se a resolução e o correspondente PLT dos sinais de eco comprimidos para cada excitação. Após a escolha da melhor configuração para a excitação e a compressão, quando então o sistema está calibrado, o segundo modelo experimental permite testar a resolução do sistema calibrado através de uma fina lâmina plana (0,1mm) inserida entre o transdutor e o refletor de alumínio, dispostos segundo o primeiro modelo experimental. Com a lâmina tendo distância variável ao refletor, porém conhecida, imagens de US foram simuladas a partir dos sinais de eco comprimidos.

5.2- Caracterização do Transdutor

A caracterização do transdutor, que é relevante para esta tese, consiste na determinação da sua resposta impulsiva, calculando-se através da transformada de Fourier a frequência central e a largura de banda de resposta do transdutor. Dados de importância como o foco e a largura do feixe de ultrassom na zona focal são calculados a partir da geometria da cerâmica do transdutor em uso.

Utilizou-se um transdutor do tipo pistom plano, modelo V306 (Olympus; Waltham, MA, EUA). Este transdutor tem frequência central nominal (f_0) igual a 2,25 MHz, diâmetro (D) igual a 13 mm, e é indicado para aplicações de geração de imagens por US, em virtude de sua banda larga de frequências de passagem, e de ser fracamente focado. Em função de sua face plana, o foco (F) é o denominado natural, definido pela fronteira entre campo próximo e campo distante. A tabela abaixo reúne os valores nominais das características de interesse deste trabalho, onde LF é a largura do feixe de US na região focal, e B/f_0 é a banda de frequências de passagem em relação à frequência central.

Tabela 5.1 – Valores característicos nominais do transdutor.

f_0	B/f_0 (-3dB)	D	F	LF (-6dB)
2,25 MHz	0,48	13 mm	62 mm	3,3 mm

Para medida da resposta impulsiva, utilizou-se o sistema Matec (Matec Instruments; Northborough, MA, EUA), modelo SR-9000, disponível no LUS. Este sistema faz aquisição de sinal de eco para excitação de transdutor por pulsos de tensão negativa, com tempos de descida tão rápidos quanto os necessários para excitar transdutores com frequências de até 100 MHz. A figura 5.1 ilustra a resposta impulsiva obtida com o transdutor conectado ao sistema Matec e com o sinal de eco proveniente de um refletor de alumínio com face plana colocada perpendicularmente ao feixe do transdutor e numa distância de 40 mm de sua face. A respectiva resposta em frequência do transdutor proposto foi calculada através da transformada de Fourier do sinal de eco. Através da figura 5.1(b) verifica-se que para operação no modo fundamental, a frequência máxima do sinal deverá ser igual a 6 MHz, aproximadamente.

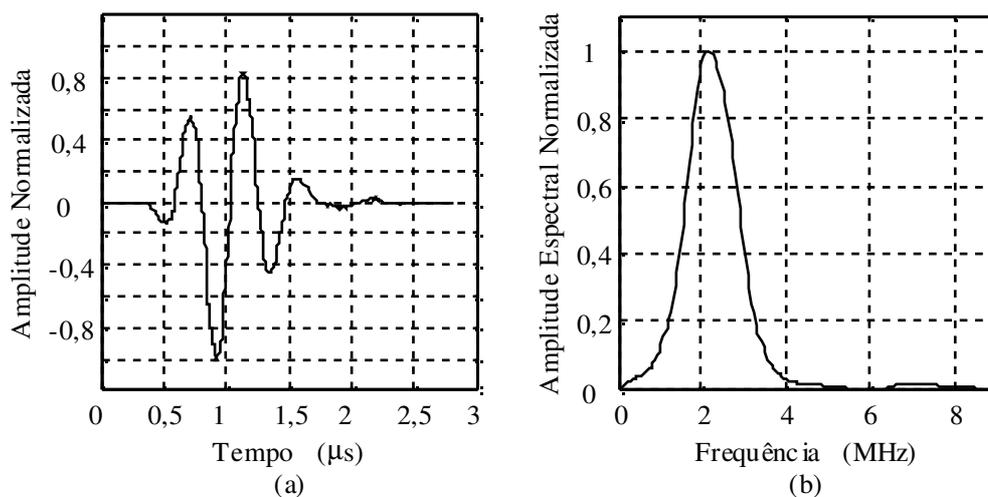


Figura 5.1 – Resposta impulsiva e amplitude espectral do transdutor: (a) Amplitude normalizada da resposta impulsiva do transdutor, (b) Amplitude espectral da resposta em frequência do transdutor.

A tabela 5.2 mostra os valores reais e nominais do referido transdutor, quanto à frequência central e à banda relativa de frequências.

Tabela 5.2 – Valores característicos nominais e reais do transdutor

	f_0 (MHz)	B/f_0 (-3dB)
Nominal	2,25	0,48
Real	2,15	0,45

5.3- Função de Transferência

Toda a etapa de geração do sinal MCF toma como ponto de partida o conhecimento prévio da resposta em frequência do sistema de US sob testes. Particularmente ao *phantom* proposto, a função de transferência do sistema pulso eco foi determinada através da transformada de Fourier do seu eco, para a excitação do transdutor consistindo de um sinal de varredura linear em frequência, com envelope plano. Essa varredura tem banda necessariamente superior à banda do transdutor.

A montagem do experimento seguiu o diagrama de blocos da figura 5.2. O *phantom* foi constituído de um tanque preenchido de água, com 500 mm de comprimento na direção do eixo principal do sistema de US (eixo de disparo do feixe de US), contendo um refletor plano de alumínio de 100 mm de espessura, localizado no extremo oposto ao transdutor. Tal sistema foi submetido a disparos periódicos de US, numa frequência de repetição dos pulsos de 1kHz. Além disso, a montagem foi também composta por um gerador de funções arbitrárias Tektronix (Tektronix; Beaverton, OR, EUA), modelo AFG 3251, um osciloscópio digital Tektronix (Tektronix; Beaverton, OR, EUA), modelo DPO 3032, e um microcomputador Acer (Acer; Miami, FL, EUA), modelo ZG5.

O transdutor tem liberdade de movimento para o alinhamento de sua face com o refletor, e a distância entre eles foi feita igual a 130 mm.

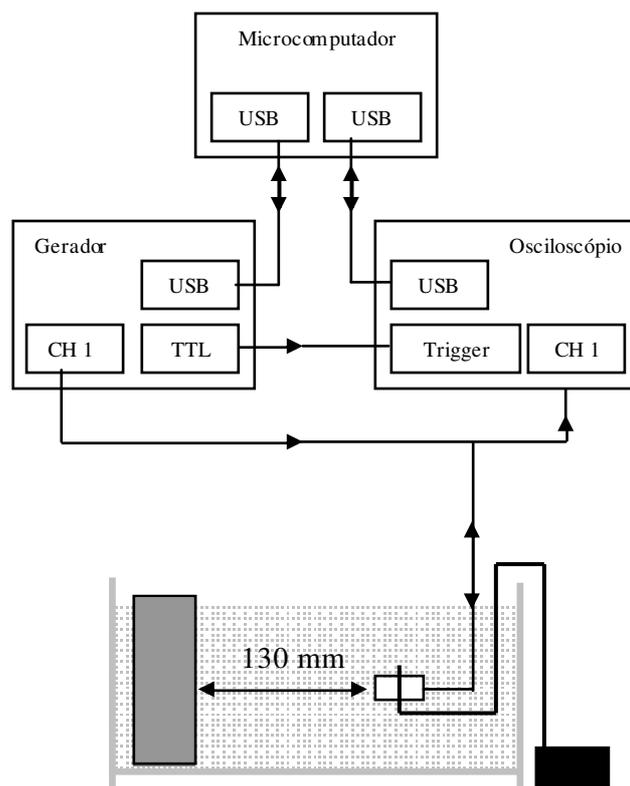


Figura 5.2 – Diagrama de blocos da montagem experimental em tanque d'água com refletor plano e transdutor de pistom, onde USB simboliza a porta controladora USB, CH 1 simboliza o canal 1, TTL simboliza a saída de sinal do gerador no padrão TTL, Trigger simboliza a entrada para sincronismo externo.

O gerador de funções e o osciloscópio foram controlados remotamente através de portas USB, via programa desenvolvido em LabVIEW 7.0 (National Instruments), e o cálculo dos sinais de excitação, assim como o processamento dos sinais de eco, através de programa em Matlab 6.0 (MathWorks). Os sinais de eco foram capturados por meio do osciloscópio, que operou em modo de cálculo de média coerente de 256 amostras de sinal.

Tendo-se em vista a resposta em frequência do transdutor, que é o elemento de maior peso na definição da banda de todo o sistema de US, escolheu-se inicialmente

uma faixa de 4,0 MHz em torno da frequência central, igual a 2,2 MHz ($\left. \frac{B}{f_0} \right|_{-6dB} = 1,8$),

para o MLF de varredura em frequência, com tempo de duração igual a 20 μ s. A figura 5.3 mostra a forma de onda do MLF e da sua amplitude espectral. Este sinal foi suavizado nas transições de seu envelope através de uma função *Tukey* a 10 %.

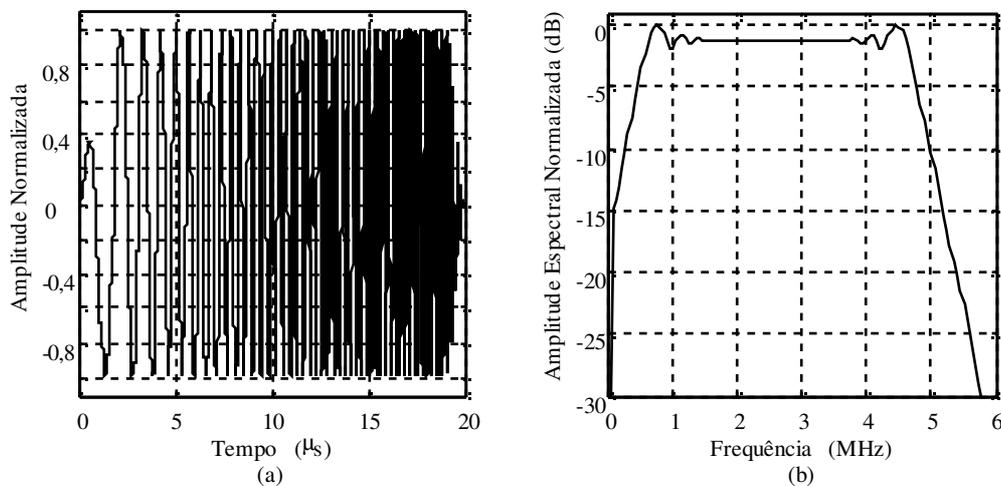


Figura 5.3 – Sinal MLF e a amplitude espectral: (a) Sinal MLF para medida da função de transferência, (b) Amplitude espectral do respectivo sinal MLF.

A figura 5.4 mostra o sinal de eco e a amplitude espectral correspondente à amplitude da função de transferência do sistema de US. Por razão da banda de passagem do transdutor, houve um estreitamento na banda do sinal de eco, em relação ao sinal de excitação. Isso afeta a resolução temporal e o ganho da *SNR*, que é

proporcional ao produto BT_p . Para tal espectro, $\left. \frac{B}{f_0} \right|_{-6dB}$ foi aproximadamente igual a 0,44.

O sinal refletido, capturado pelo sistema de aquisição de sinais, é a combinação do sinal de eco da primeira face do refletor plano, da segunda face (posterior), e de sinais de reverberação entre ambas as interfaces. O sinal de eco relativo à função de transferência do sistema de US é o da primeira face do refletor. Portanto, faz-se necessário janelá-lo no tempo. Utilizou-se como critério uma faixa de variação da amplitude da envoltória deste sinal, segundo um valor máximo definido, em dB. Para o sinal de eco da figura 5.4(a), foi escolhida uma variação máxima de 80 dB para tal faixa.

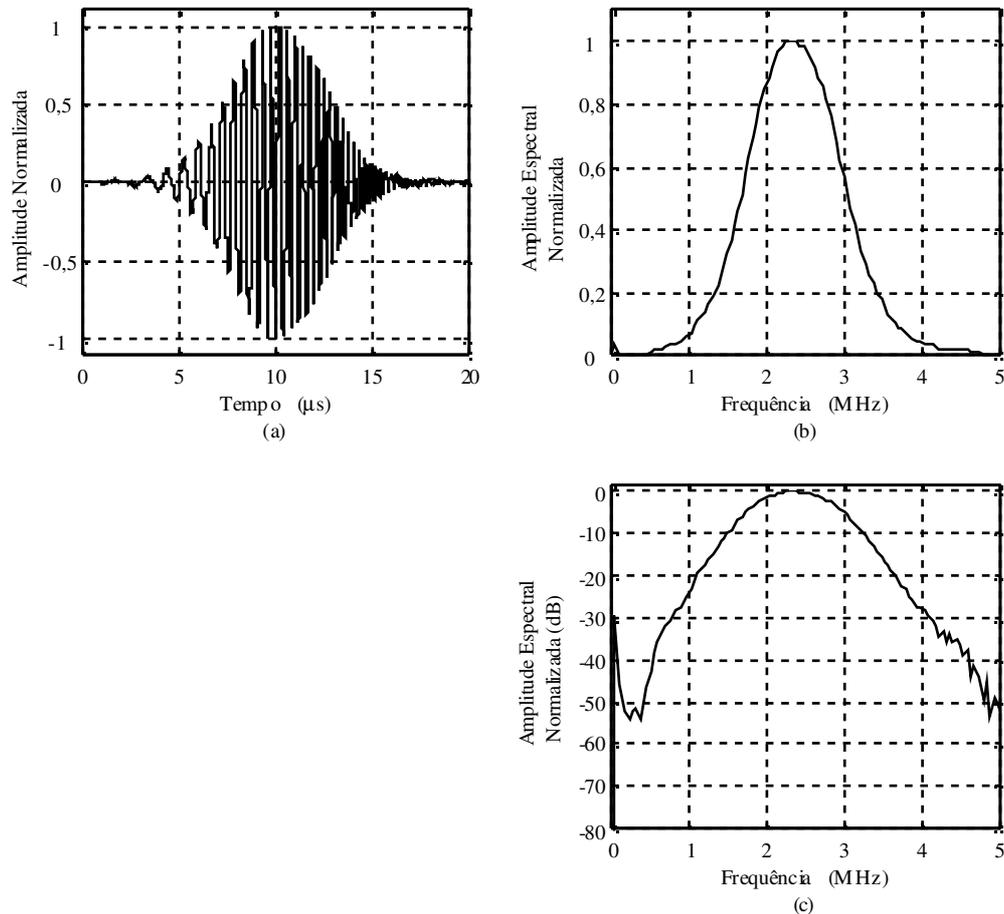


Figura 5.4 – Função de transferência a partir de um sinal de varredura em frequência:
 (a) Sinal de eco para sinal de excitação modulado por varredura linear em frequência, (b) Amplitude espectral normalizada, (c) Amplitude espectral normalizada, em dB.

5.4- Cálculo e Geração do Sinal MCF

Após a determinação da função de transferência do sistema de US sob testes, aplica-se o princípio de conservação de fase, descrito e exemplificado no item 4.1, para cálculo de diferentes sinais MCF. Cada um desses sinais foi desenvolvido segundo índices n que modelam a forma da amplitude da sua densidade espectral de potência (PSD). Estas diferentes formas estão particularmente associadas a resultados de compressão dos sinais de eco correspondentes, como foi apresentado no item 4.1.1.

A figura 5.5 mostra três sinais MCF calculados das respectivas amplitudes espectrais, numa faixa de 10 dB sob pseudo-inversão. Para submissão futura à otimização da resolução temporal de sinais de eco, foram calculados sinais MCF para n variando de 1,0 até 5,0, com passos de 0,1, totalizando quarenta e um sinais.

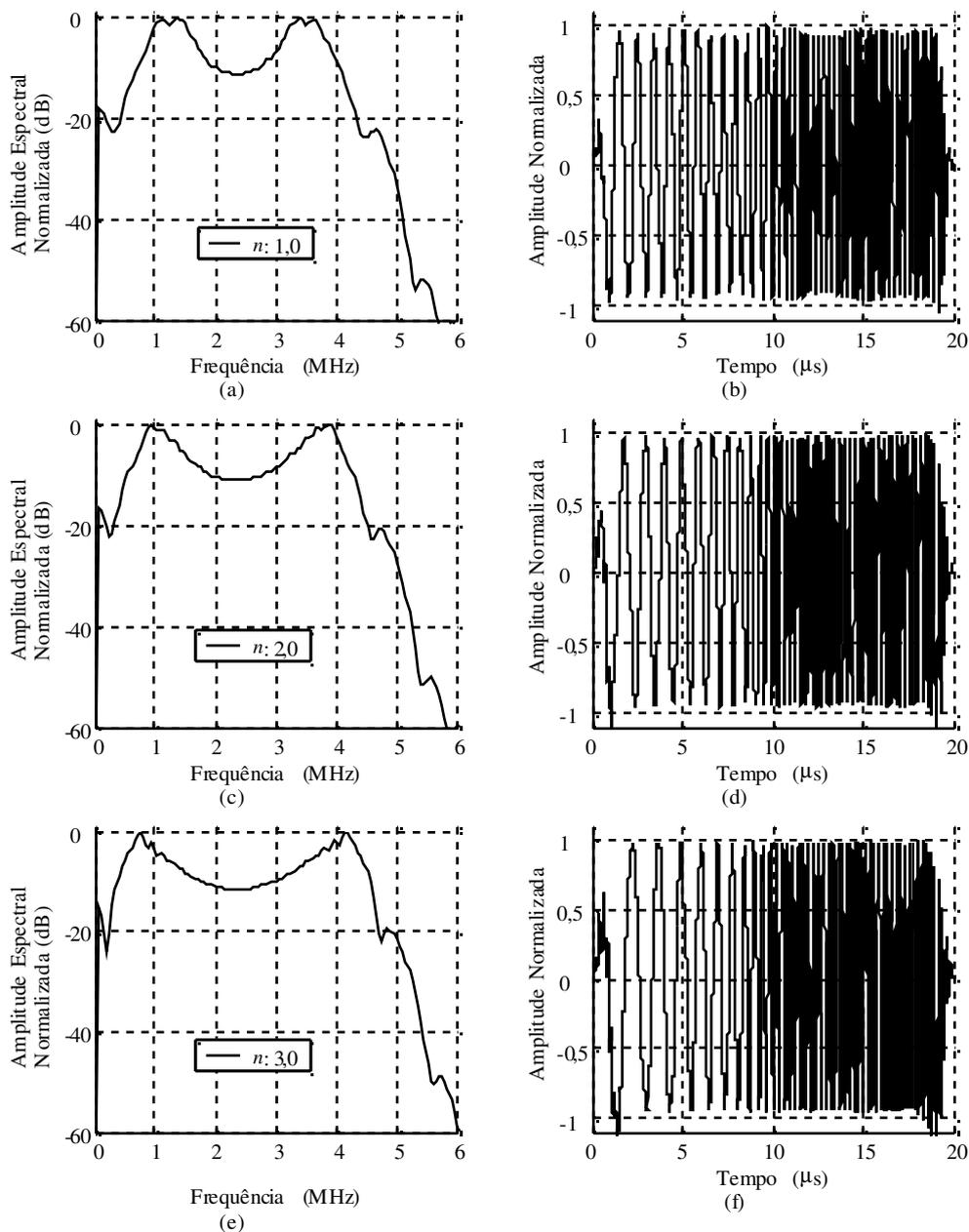


Figura 5.5 – Sinais MCF: (a), (c) e (e) Amplitude espectral normalizada adotada para cálculo de sinais MCF para n igual a 1,0, 2,0 e 3,0, respectivamente, (b), (d) e (f) Sinal MCF para n igual a 1,0, 2,0 e 3,0, respectivamente.

Todos os quarenta e um sinais foram gerados através do gerador Tektronix (AFG 3251), e aplicados ao transdutor para estudo da resolução temporal e sua otimização através dos respectivos sinais de eco. A figura 5.6 ilustra os sinais de eco capturados pelo sistema de aquisição, quando os sinais de excitação mostrados na figura

5.5 são aplicados ao sistema experimental descrito pela figura 5.2. Na figura 5.6 são também ilustradas as respectivas amplitudes espectrais, comparadas com a amplitude espectral do sinal de eco de um sinal MLF aplicado ao mesmo sistema. Observa-se claramente o aumento relativo da banda dos sinais de eco para excitação por MCF, o que favorece a resolução após a compressão. Tal como na captura do sinal de eco para excitação por MLF, também foi necessário extrair o sinal de eco exclusivo da face do refletor plano, para excitação por sinal MCF, através de uma janela temporal. Igualmente, a função foi definida de uma variação na envoltória do sinal de eco, a partir do seu valor máximo. Para os sinais de eco da figura 5.6, foi escolhida uma variação de 40 dB. Para valores acima de 40 dB o nível de sinal correspondente fica na mesma ordem do ruído.

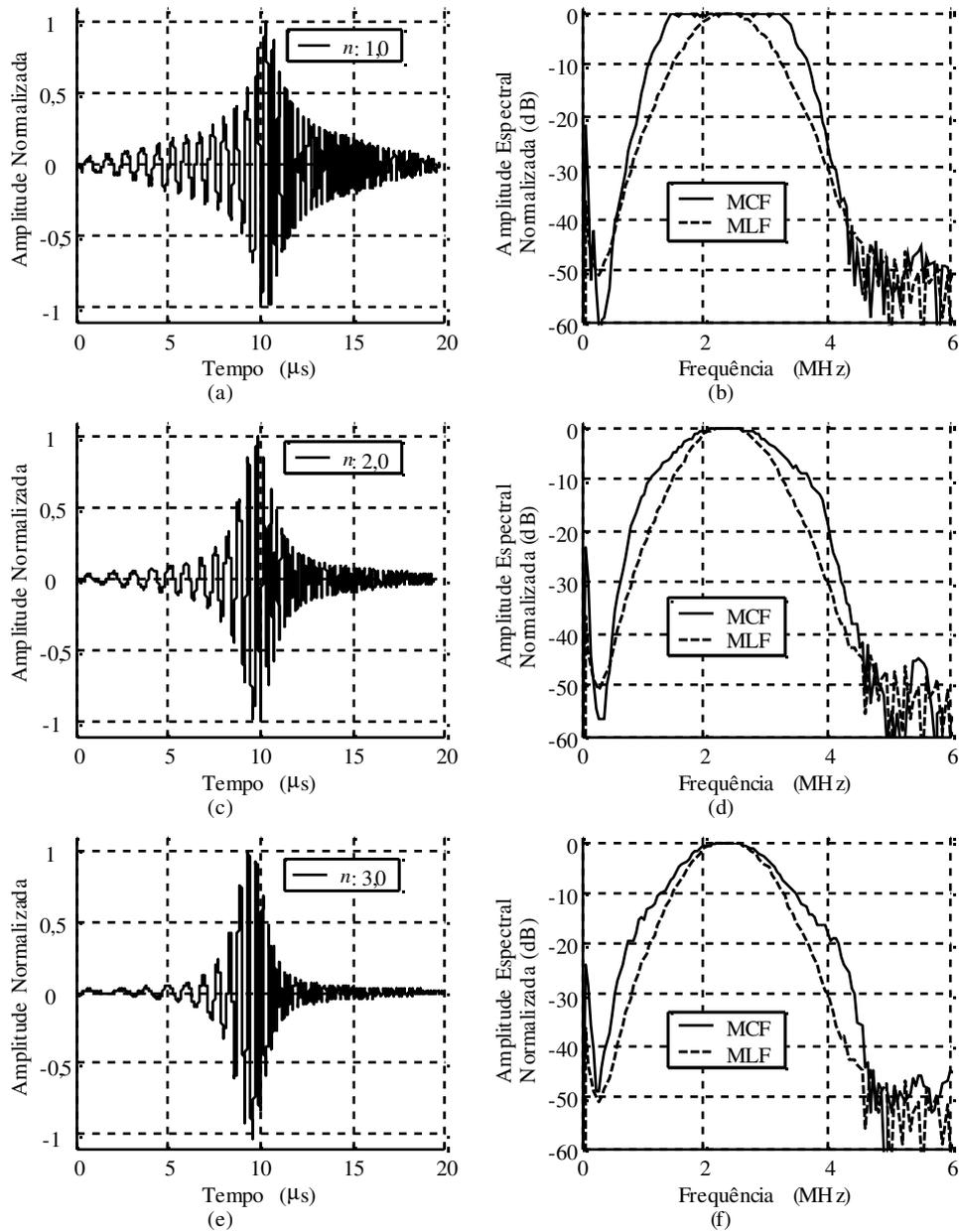


Figura 5.6 – Sinais de eco MCF e suas compressões: (a), (c) e (e) Sinais de eco para excitação por MCF para diferentes valores de n , (b), (d) e (f) Amplitude espectral normalizada dos respectivos sinais de eco, em comparação com a amplitude espectral do sinal de eco para excitação por MLF.

Observa-se que n cumpriu o seu objeto que foi aumentar a banda de frequências do sinal de eco, como também suavizar as transições abruptas no espectro de frequências, que elevam a amplitude dos lóbulos temporais.

5.5- Compressão do Sinal de Eco

Nesta fase do experimento, todos os sinais são testados quanto à resolução e ao nível dos lóbulos temporais após a compressão por filtro de Wiener (pseudo-Wiener). Este filtro também tem um índice, n' , que modela a sua resposta em frequência para controlar a formação de lóbulos temporais. Faz-se, portanto, necessária a determinação da melhor combinação n e n' tendo-se em vista a otimização da resolução, segundo um nível máximo de lóbulos, ou pico de lóbulos temporais (PLT) que será admitido.

O filtro de Wiener tem resposta em frequência descrita pela equação (3.38), que é repetida logo abaixo.

$$H_{pw}(f) = \left| \frac{S_i^*(f)}{|S_i(f)|^2 + \kappa SNR^{-1}(f)} \right|^{\frac{1}{n'}} \exp \{j\Phi_w(f)\},$$

onde $S_i(f)$ é a transformada de Fourier do sinal de eco à sua entrada, e $\Phi_w(f)$ é a fase da função de transferência do filtro como definido originalmente (equação (3.37)).

O ruído presente no sistema experimental, para efeito de cálculo da SNR , foi medido através de uma aquisição de 10^5 pontos capturados pelo osciloscópio para ausência de sinal de excitação (o osciloscópio foi configurado para cálculo de média coerente de 256 amostras). Para isso, o gerador AFG 3251 foi desativado de suas funções. Tal número de pontos foi definido pela memória de aquisição do osciloscópio, que foi configurada.

5.6- Otimização de n e n'

Esta etapa tem como objetivo a calibração do sistema de US para a melhor resolução possível, segundo um PLT admitido.

Da maneira pela qual o sistema foi projetado, há variáveis livres que favorecem essa otimização. As variáveis livres do filtro de Wiener são n' e κ , tendo-se escolhido n' variando de 1,0 até 3,0, em passos de 0,1, o que totaliza 21 casos. Esse domínio foi limitado a 3,0 pela degeneração que o aumento deste índice causa na compressão,

aparente pelo alargamento do lobo principal (vide item 3.2). Nestes experimentos, em particular, valores superiores a 3,0 não trouxeram qualquer contribuição aos resultados de resolução. Pelos mesmos motivos, foram escolhidos valores de κ iguais a 0,5, 1, 2, 4, 8, 16 e 32. Com isso, além das 21 possibilidades geradas pelos valores de n' , há mais sete possibilidades geradas pelos valores de κ , o que totaliza 147 modelos de filtros de compressão.

Além das variáveis livres do filtro de compressão, há também o índice n que modela a pré-distorção que define o sinal MCF. Os 41 sinais MCF sob teste tiveram seus respectivos sinais de eco comprimidos pelas 147 possibilidades de compressão por filtro de Wiener.

Todas as possibilidades das combinações apresentadas foram testadas quanto à resolução temporal (ou axial), segundo níveis máximos de lóbulos temporais, ou PLT, em valores de -30 dB, -32 dB, -34 dB e -36 dB. Valores ótimos de resolução foram encontrados para cada PLT considerado, totalizando quatro pares de valores de n e n' .

5.7- Resolução de Sistema de US com Distância Ajustada

A otimização da resolução determinou quatro pares de valores ótimos de n e n' , ou seja, quatro sinais de excitação MCF, e seus respectivos filtros de compressão.

De modo a avaliar melhor a resolução, os quatro sinais de excitação MCF foram novamente aplicados ao sistema de testes, contudo sendo o *phantom* modificado pela adição de uma lâmina de vidro (Cover Glass; nº 1, 25 x 25 mm, 0,1 mm de espessura), paralela ao refletor plano de alumínio, porém com distância (d) regulável através de um posicionador micrométrico (Mitutoyo, precisão de 1/100 mm). O diagrama de blocos da figura 5.7 ilustra a montagem experimental.

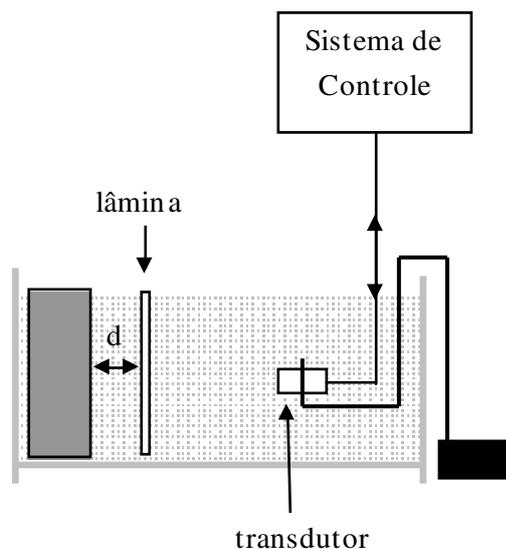


Figura 5.7 – Diagrama de blocos da montagem experimental em tanque d’água com refletor plano, lâmina de vidro e transdutor pistom.

Esta lâmina foi fixada em uma seção de cilindro circular, feita em PVC, preso em uma haste fixada ao estágio de translação com deslocamento calibrado.

A calibração da distância entre a face do refletor de alumínio e a lâmina foi feita através do mesmo sistema, porém com o transdutor excitado por um pulso de um ciclo de senóide na sua frequência central. A envoltória dos sinais de eco de cada uma das partes envolvidas permitiu calcular e calibrar os deslocamentos dentro dos valores de interesse.

Tal lâmina teve distância variável à face do refletor de alumínio, de 0,5 mm até 1,0 mm, em deslocamentos de 0,05 mm.

Os sinais de eco comprimidos por filtro de Wiener, segundo os índices n e n' encontrados na otimização, foram representados graficamente em escala de cinza de maneira a se assemelharem às imagens de US.

5.8- Resumo

Os testes relativos à síntese do sinal MCF foram realizados através de um banco acústico constituído, inicialmente, de um tanque d’água, um refletor plano de alumínio e

um transdutor do tipo pistom plano. O sistema empregou sinais modulados com frequência central igual a 2,25 MHz, aproximadamente, e tempo de duração do pulso igual a 20 μ s.

A síntese do sinal MCF começa a partir da função de transferência do sistema de US. Para tal, calculou-se a transformada de Fourier do sinal de eco do sistema para sinal de excitação com modulação por varredura linear em frequência e envelope plano.

Com isso, 41 sinais MCF foram calculados da mesma função de transferência, e fornecidos pelo gerador de funções arbitrárias AFG 3251 (Tektronix; Beaverton, OR, EUA).

Após a captura de sinais de eco, através de um osciloscópio DPO 3032 (Tektronix; Beaverton, OR, EUA), com frequência de amostragem igual a 500 MHz e memória de 100 kB, a etapa de compressão seguiu o modelo descrito pelo filtro de Wiener modificado, apresentado no capítulo 3. Foram calculados e estudados 147 modelos de filtros de compressão, em conjunto com os 41 sinais MCF de excitação. Sendo assim, as melhores combinações entre os sinais MCF de excitação e os filtros de compressão foram encontradas pela otimização da resolução temporal em 4 diferentes níveis de PLT.

Para verificar melhor a resolução temporal, todas as combinações ótimas foram reempregadas no sistema de US experimental inicial, porém com a adição de uma lâmina fina de vidro, paralela à face do refletor de alumínio, entre este e o transdutor. A lâmina teve a sua distância variando discretamente ao refletor de alumínio entre 0,5 mm e 1,0 mm, num total de 11 posições equidistantes. Todas as distâncias foram ajustadas em um posicionador micrométrico através de cálculos sobre as medidas das envoltórias de sinais de eco para o mesmo sistema sujeito à excitação por pulsos de um ciclo de senóide.

Este segundo sistema de testes foi também sujeito ao sinal de excitação MLF para comparação de resultados de resolução temporal.

6- Resultados e Discussão

6.1- Introdução

Neste trabalho de pesquisa foi utilizada apenas a água como meio de propagação, que é um meio de perdas desprezíveis. A eficiência da excitação de um sistema pulso eco de US com sinais MCF foi tão somente constatada em dois momentos distintos. No primeiro deles, determinou-se o potencial de resolução temporal (ou axial) e o PLT, comprimindo-se os sinais de eco de excitações por MCF, em comparação com o mesmo sistema de US excitado por um sinal MLF. No primeiro grupo de sinais, MCF, a compressão foi por filtro de Wiener, e no segundo caso, MLF, por filtro casado.

Em um conjunto de sinais MCF sintetizados, assim como outro de filtros de Wiener modelados, quatro pares de combinações ótimas foram encontradas. Cada uma delas tendo o sinal de eco comprimido com PLT iguais a -36dB, -34dB, -32dB e -30dB. O sinal MLF teve solução única de resolução e de PLT.

No segundo momento, um sistema de alvos refletores com distâncias entre si ajustadas e distintas foi submetido aos quatro sinais MCF de excitação otimizados para a resolução, assim como a um sinal MLF com faixa de frequências igual à empregada para a determinação da resposta em frequência do sistema de US. Imagens de US foram montadas a partir dos sinais de eco capturados.

Neste capítulo são apresentados todos os resultados experimentais obtidos nos testes realizados.

De maneira a validar ainda mais tais resultados, estes são comparados com os resultados mais recentes publicados [9], discutindo-se as suas diferenças.

6.2- Resolução Otimizada

Estes resultados referem-se às resoluções otimizadas para PLT entre -36 dB e -30 dB, verificados na montagem experimental descrita pela figura 5.2, onde o alvo é unicamente um refletor plano de alumínio. A tabela 6.1 reúne os resultados de resolução axial (r_{ax}) calculados em -10 dB, -20 dB e -30 dB e em PLT, e os respectivos valores de n , n' e κ .

Tabela 6.1 – Cálculos de κ , n e n' para a resolução axial otimizada em -10 dB, -20 dB e -30 dB, segundo valores de PLT entre -36 dB e -30 dB, em intervalos de 2 dB.

PLT (dB)	κ	n	n'	$r_{ax}(-10dB)$	$r_{ax}(-20dB)$	$r_{ax}(-30dB)$	$r_{ax}(PLT)$
-30	1	3,1	1,3	0,24 mm	0,37 mm	0,43 mm	0,43 mm
-32	0,5	3,2	1,3	0,23 mm	0,38 mm	0,44 mm	0,45 mm
-34	8	3,5	1,5	0,32 mm	0,44 mm	0,51 mm	0,53 mm
-36	16	4,7	1,6	0,31 mm	0,49 mm	0,57 mm	0,63 mm

A figura 6.1 reúne os gráficos dos sinais de eco comprimidos relacionados aos quatro casos da tabela 6.1.

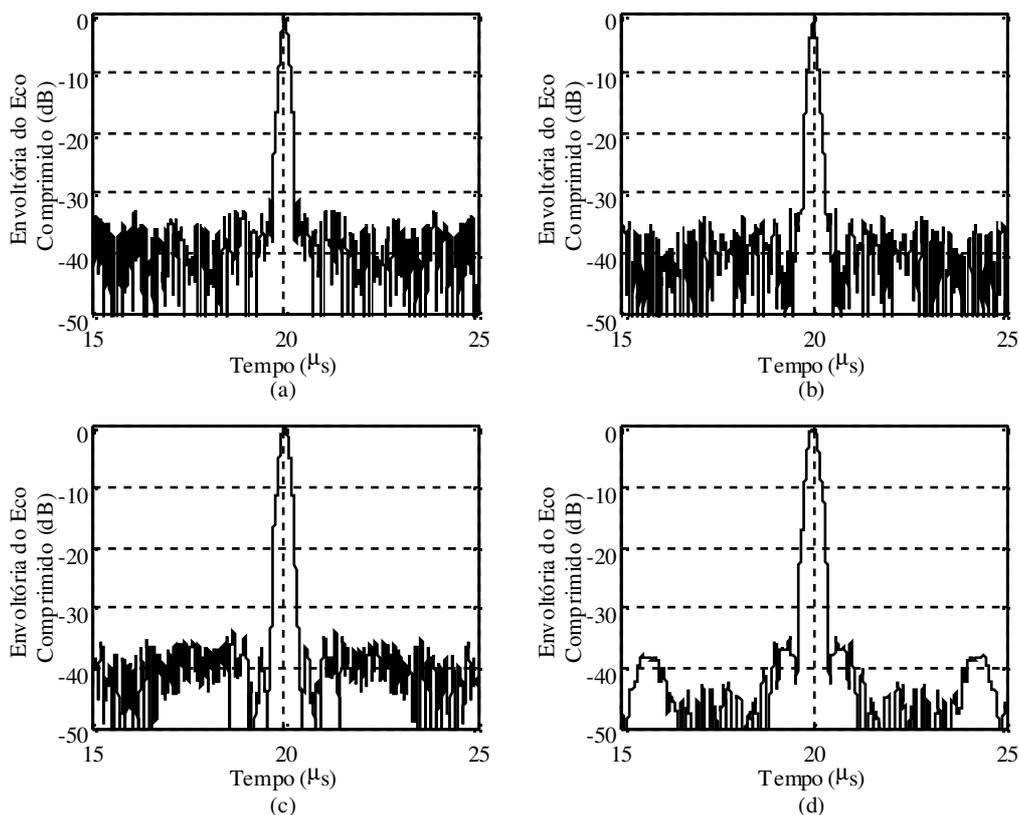


Figura 6.1 – Envoltórias dos sinais de eco de um refletor de alumínio comprimidos para otimizações em -30 dB, -32 dB, -34 dB e -36 dB, respectivamente.

O mesmo sistema experimental, testado com excitação por MLF, tem resultados de resolução e PLT indicados na tabela 6.2. A figura 6.2a ilustra o sinal de eco para

excitação por MLF, enquanto que a figura 6.2b mostra este sinal de eco comprimido por filtro de autocorrelação.

Tabela 6.2 – PLT e resolução axial para excitação por MLF.

PLT (dB)	$r_{ax}(-30dB)$	$r_{ax}(PLT)$
-33	1,40 mm	1,40 mm

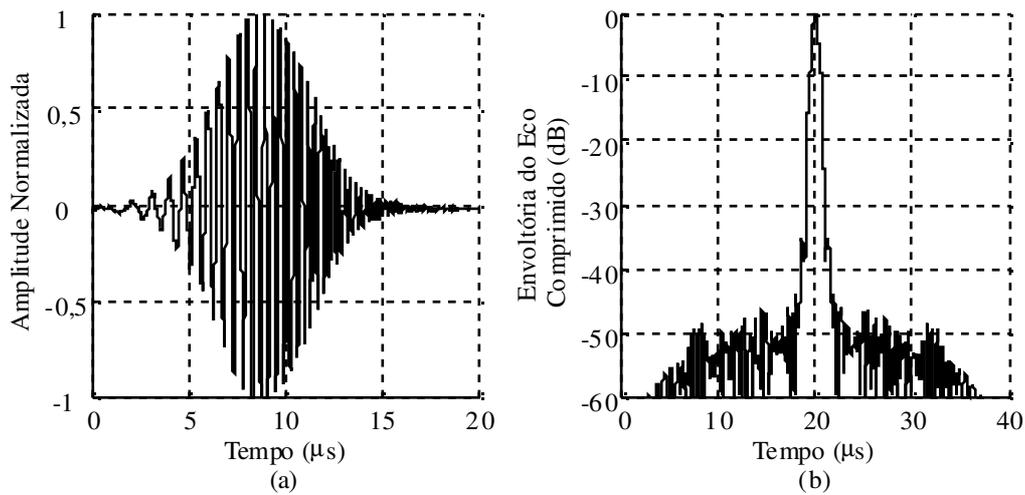


Figura 6.2 – Sinal MLF experimental e sua compressão: (a) Sinal de eco de sistema experimental para excitação por MLF, (b) Envoltória do sinal de eco comprimido para excitação por MLF.

6.3- Resolução em Distância Ajustada

As figuras 6.3 e 6.4 representam as onze posições da lâmina de vidro em relação ao refletor de alumínio (tarugo), para disparos dos quatro sinais MCF (tabela 6.1), na montagem experimental descrita pela figura 5.7. Em cada posição pretendida, uma imagem foi simulada através de gráficos em escala de cinza, justaposta à imagem correspondente da posição seguinte. Considerou-se um nível de 30 dB de escala de fundo. O transdutor está na posição zero do eixo vertical.

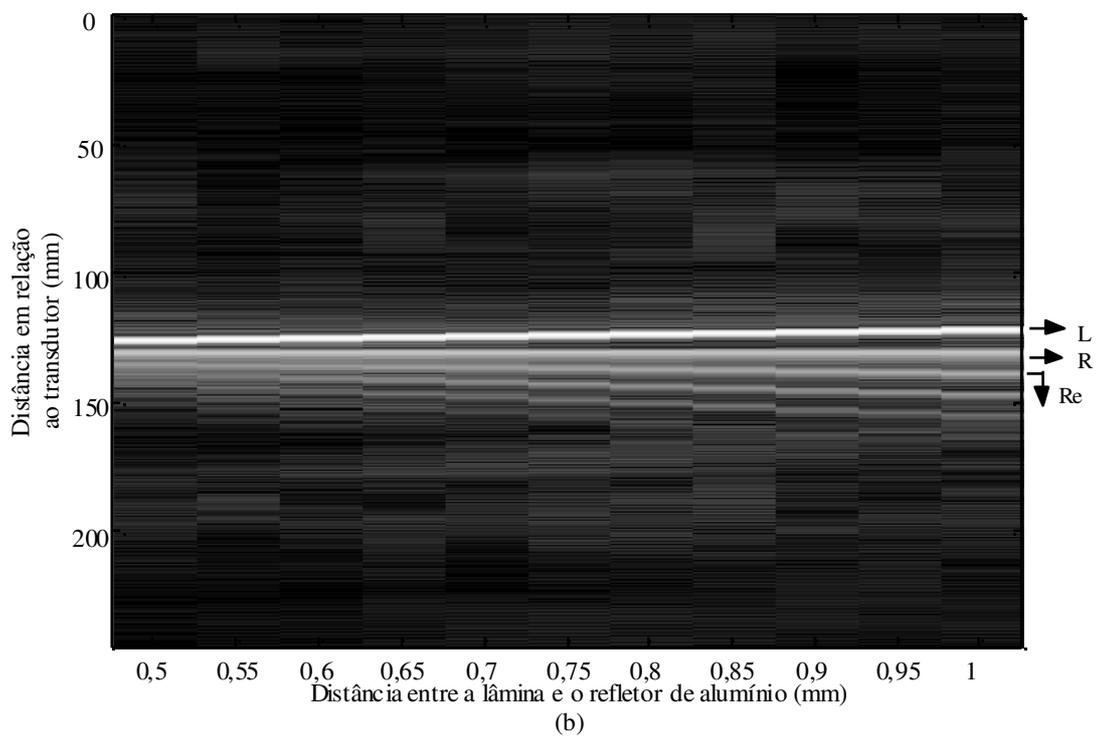
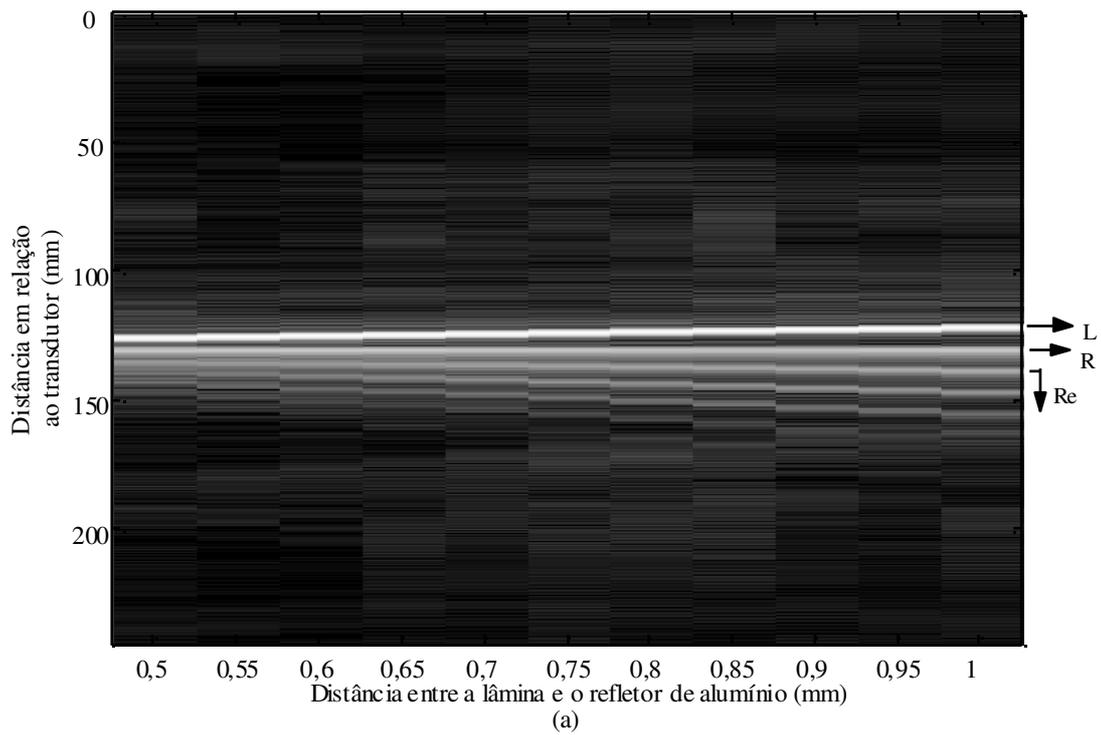


Figura 6.3 – Imagens de lâmina (L) de vidro e refletor de alumínio (R) para sinais de excitação MCF em -30 dB, -32 dB, respectivamente. (Re): Imagens de reverberação entre a lâmina e o refletor de alumínio.

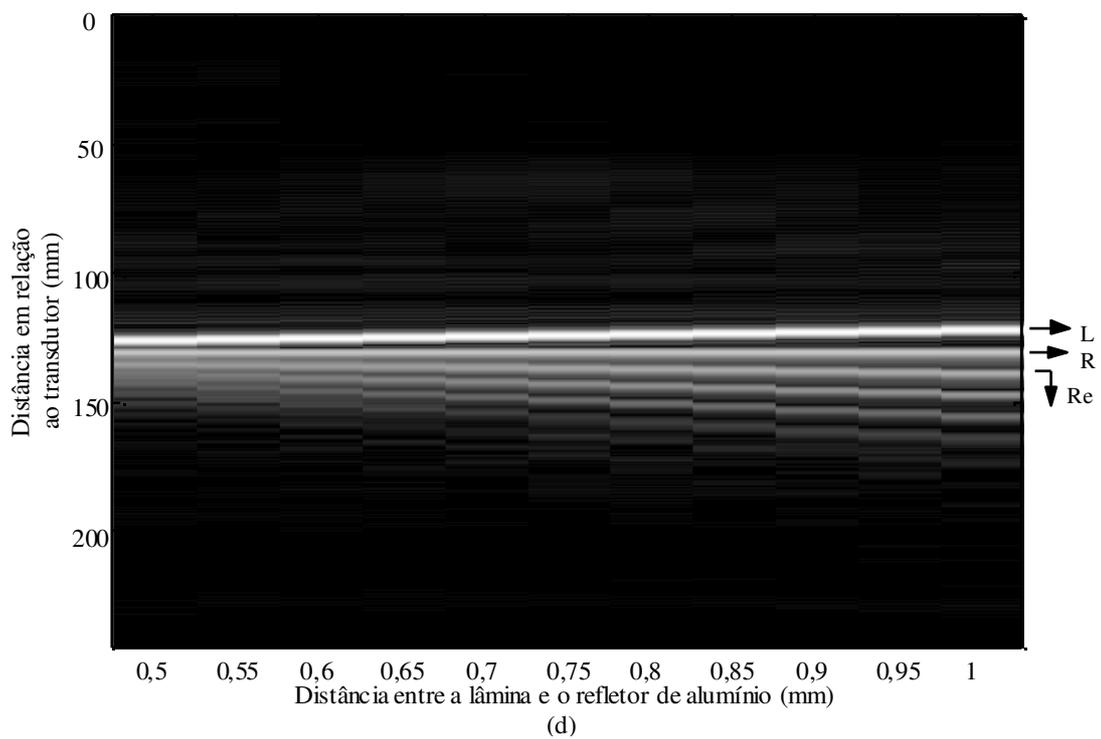
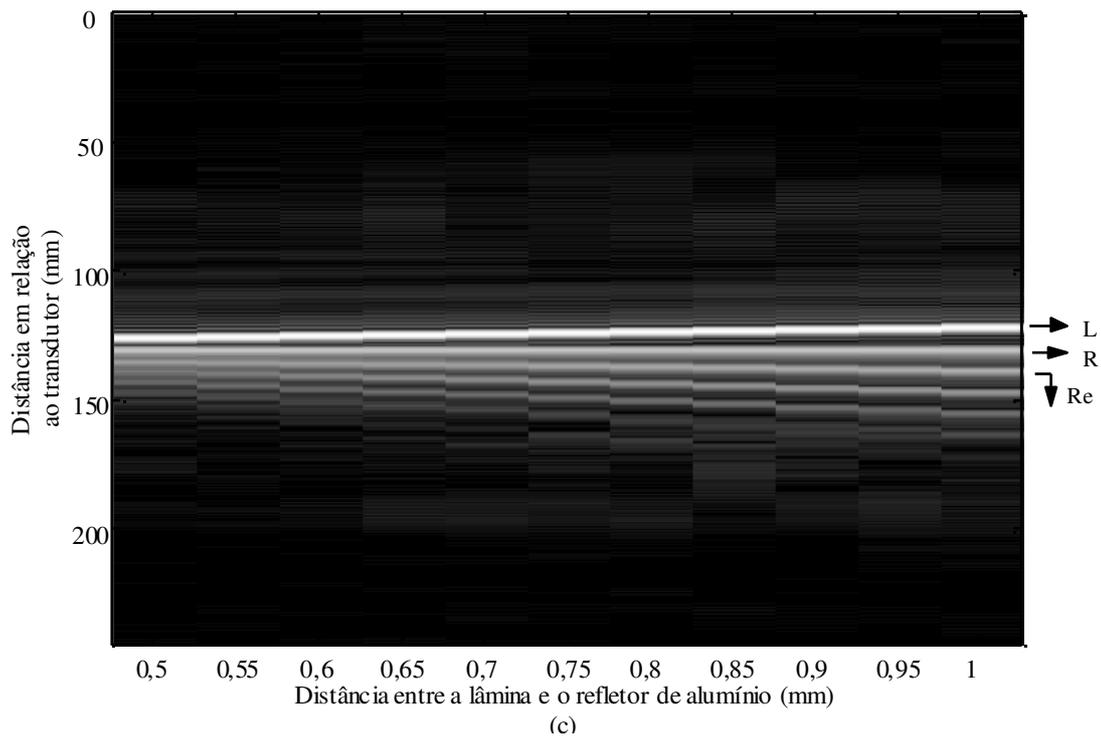


Figura 6.4 – Imagens de lâmina (L) de vidro e refletor de alumínio (R) para sinais de excitação MCF em -34 dB e -36 dB, respectivamente. (Re): Imagens de reverberação entre a lâmina e o refletor de alumínio.

Comparativamente, o mesmo sistema foi sujeito a disparos de sinal MLF de mesma banda de frequências que o sinal de varredura para cálculo da função de transferência, onde o sinal de eco foi comprimido por autocorrelação, obtendo-se uma resolução axial de 1,40 mm, em -30 dB. O resultado é ilustrado na figura 6.5, com escala de fundo igual a 30 dB.

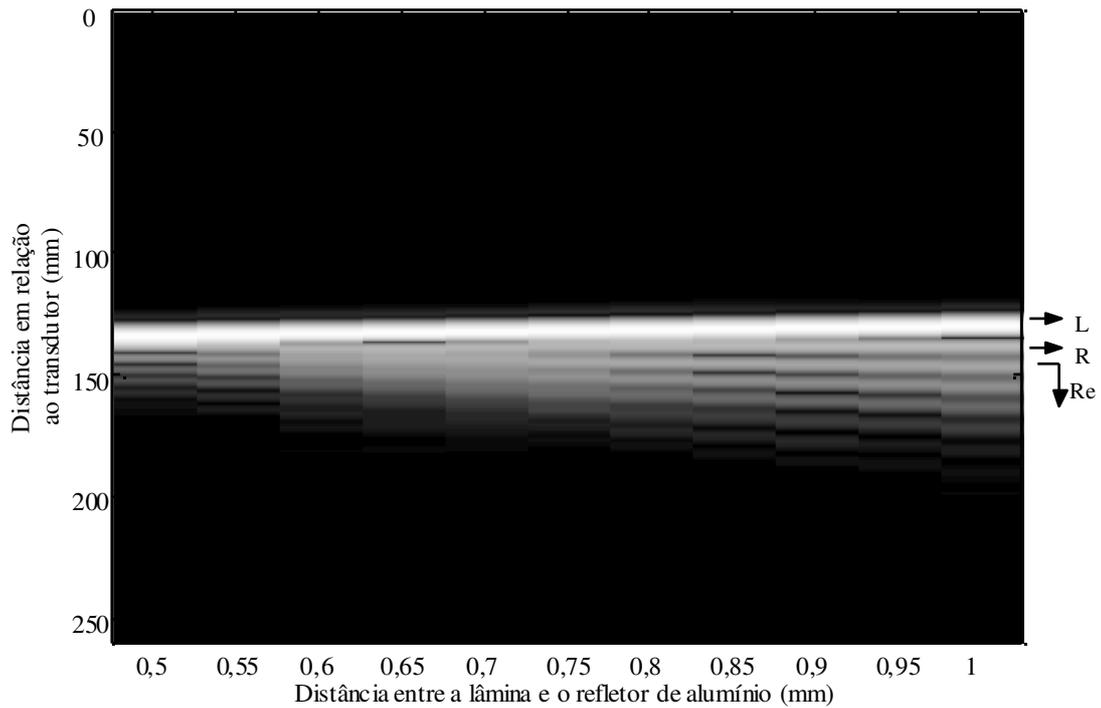


Figura 6.5 – Imagens de lâmina (L) de vidro e refletor de alumínio (R) para sinal de excitação MLF. (Re): Imagens de reverberação entre a lâmina e o refletor de alumínio.

Para cada uma das figuras 6.3 até 6.5, a primeira linha, com traços discretos na parte superior, corresponde à imagem da lâmina. Logo abaixo, segue a imagem do refletor de alumínio (linha contínua), e logo depois, as imagens de reverberação do sinal, entre a lâmina e o refletor.

6.4- Discussão

O princípio de síntese do sinal MCF baseia-se na equalização das perdas em frequência, explícitas na função de transferência do sistema de US sob testes. Consequentemente há um aumento da banda de frequências do sinal de eco, que leva a melhores resultados de resolução temporal. Esses foram verificados nos testes experimentais apresentados.

Naturalmente, a equalização tem um limite prático uma vez que é definida pela inversão de uma banda de frequências. Esse limite interfere diretamente no aumento da banda de frequências do sinal de eco para excitação por sinal MCF, e por sua vez na resolução final alcançada após a compressão.

Os maiores impedimentos limitantes da banda de equalização são o ruído, amplificado por efeito da inversão, e as transições abruptas que são geradas nos extremos da amplitude espectral do sinal MCF. Procurou-se reduzir o primeiro através de um filtro passa baixa aplicado ao sinal de eco. Este filtro é digital e incorporado ao osciloscópio utilizado para visualização e captura do sinal, sendo configurado para uma frequência de corte de 20 MHz. No segundo caso, fez-se uso de um janelamento em frequência através de uma função *Tukey*, como descrito no item 4.2. Dessa forma, alcançaram-se inversões de banda numa faixa compreendida em 10 dB de variação de amplitude espectral da função de transferência do sistema de US.

Apesar das compensações impostas pelo filtro de Wiener, no sentido de configurar-se num ponto ótimo de operação entre o filtro de inversão e o filtro casado, minimizando o efeito do ruído, há uma piora na relação *SNR* do sinal comprimido, quando comparada à do sinal de eco (antes da compressão). Nesse caso, a compressão perde a qualidade de resolução, alargando o lobo principal, além de aumentar o nível dos lóbulos temporais. A modificação proposta para o filtro de Wiener objetivou minimizar o efeito do alargamento citado para um PLT máximo desejado. As envoltórias dos sinais de eco comprimidos e otimizados para PLT de -36 dB até -30 dB, descritos pela figura 6.1, confirmam o alargamento do lobo, à medida que o valor de PLT diminui.

Ao comparar as imagens simuladas que estão contidas nas figuras 6.3 e 6.4, as imagens da lâmina de vidro e da face do refletor de alumínio tornaram-se mais espessas, o que mostra mais visivelmente a queda na qualidade da resolução. Contudo, mesmo no

caso mais crítico, quando a distância relativa entre a lâmina e o refletor foi igual a 0,5 mm, houve resolução suficiente para uma distinção clara entre os objetos.

Os sinais MCF por si somente não são suficientes para consequentes sinais de eco comprimidos com valores de PLT abaixo de -30 dB. Caso contrário, o filtro casado seria apropriado à compressão dos sinais de eco. O conjunto formado entre o sinal MCF e o filtro de Wiener modificado efetivamente baixou os lóbulos temporais a valores de -36 dB. Isto fica aparente ao observar o fundo das imagens, cada vez mais preto com a redução de PLT, nas figuras 6.3 e 6.4.

A mesma formação de imagem, porém com excitação por sinal MLF (figura 6.5) não oferece resolução para distinguir os alvos refletores envolvidos, a não ser para os dois últimos casos (0,9mm e 1,0mm). Há um falso resultado para a distância relativa igual a 0,65mm. Este é devido ao *speckle* [31], e neste caso trata-se de uma interferência destrutiva.

Outro fator que interfere nos resultados de resolução e de nível máximo de lóbulos temporais é a banda de passagem do transdutor. Esse componente é o que exerce maior contribuição na função de transferência do sistema de US. Para uma mesma faixa de inversão espectral, na definição do espectro do sinal MCF, há a equalização de mais componentes de frequência com os transdutores de banda mais larga, e isto dará ao correspondente sinal de eco comprimido uma melhor resolução temporal relativa. A dependência dos valores de PLT e da banda do transdutor é indireta. Quando há um valor muito melhor de resolução, é possível degenerar a resolução para fins de redução de PLT, e ainda assim manter-se um resultado de resolução minimamente bom. Algumas pesquisas apontam para transdutores com bandas relativas iguais a 0,56 [9]. O transdutor utilizado nos experimentos desta tese tem banda relativa igual a 0,45.

Em 2007, OELZE [9] publicou um artigo que trouxe importantes contribuições no campo dos sinais de pulso comprimidos aplicados aos sistemas de US.

Com objetivos comuns aos alcançados por esta tese, Oelze propôs uma teoria de síntese de um sinal de excitação MLF com equalização na amplitude. Tal equalização é uma pré-ênfase aplicada a um MLF de envelope inicialmente plano. Sua principal referência foi o trabalho de RAMAN e RAO [54], onde sugerem que a solução de um sinal MLF pode ser formulada em atendimento à características específicas e particulares de compressão e aumento da banda de frequências de um sistema de US. Para isso, ele formula uma teoria denominada REC (*resolution enhancement*

compression), que utiliza o princípio da convolução equivalente aplicado à resposta impulsiva de um transdutor. Talvez essa tenha sido a sua maior contribuição.

Se o transdutor tivesse, idealmente, uma banda de frequências tão larga quanto o necessário, nenhuma pré-ênfase seria preciso, e o sinal de excitação poderia simplesmente ser um sinal MLF de envelope plano, numa faixa de frequências larga o suficiente para gerar resultados de resolução almejados. Nessa condição, o sinal de propagação no meio seria a convolução entre a resposta impulsiva do transdutor e o sinal de excitação. No entanto, quantas soluções não há (ao menos matemáticas e não necessariamente realizáveis) que satisfazem a mesma solução de convolução anterior? Qual o sinal de excitação, que convoluído com a resposta impulsiva de um transdutor real, tem a resposta igual à descrita antes? Esse é o princípio da convolução equivalente.

Ao enunciar esse princípio já ficaram explícitas algumas de suas limitações.

O resultado da convolução ideal entre a resposta impulsiva de um transdutor fictício e um sinal MLF de envelope plano é um sinal de faixa muito larga de frequências, e isso significa que na convolução entre partes reais, entre a resposta impulsiva de um transdutor de banda limitada e um sinal MLF, este sinal deverá compensar as limitações de faixa passante do transdutor, apresentando uma distribuição de energia não uniforme na frequência, enfatizando os componentes com perdas em relação ao transdutor ideal, que é uma referência. Há, portanto, um limite prático para a distribuição de energia do novo sinal MLF. É importante salientar que este novo sinal REC sempre terá características de um sinal modulado linearmente em frequência, ou seja, com razão de varredura linear, embora sem envelope plano.

Ao analisar a equação que descreve a convolução equivalente no domínio da frequência, se o transdutor fictício tiver uma banda plana e unitária, a amplitude espectral do sinal REC é o inverso da amplitude espectral do transdutor real. E essa é a base da síntese do sinal MCF. Portanto, em essência, a técnica de Oelze tem a mesma idéia de correção espectral que o sinal MCF, levando-se em conta que o transdutor tem o maior peso na definição da função de transferência do sistema de US. De modo a apoiar esta conclusão, verifica-se que há uma relação entre os sinais REC e MCF. Demonstra-se facilmente que o sinal REC é igual a convolução entre um sinal MLF de envelope plano e o sinal MCF. A partir desse começo comum, as duas técnicas seguem caminhos diversos para a síntese do sinal de excitação.

Apesar da definição inicial através do princípio da convolução equivalente, Oelze substitui a simples inversão espectral pela função do filtro de Wiener para ruído

branco, onde a inversão de banda de frequências é um caso particular. Em nenhum momento o autor revela a faixa de frequências da inversão do sinal REC empregado nas simulações e nos seus experimentos.

Como filtro de compressão, o autor igualmente emprega o filtro de Wiener, porém com modificações que diferem das apresentadas nesta tese. A função de transferência do seu filtro de Wiener não se apóia no espectro de frequências do sinal de entrada (sinal de eco), mas no espectro de uma forma de onda também determinada pela equação da convolução equivalente. Isto dá ao filtro uma característica descasada, que em geral proporciona níveis mais baixos de PLT, muito embora sempre degenerando o lobo principal do sinal comprimido.

Para validar sua teoria, utilizou-se de simulações e experimentos. Com a finalidade de determinar a resolução obtida com o sinal REC, comprimiu os sinais de eco de um refletor plano localizado no foco do transdutor. O transdutor teve frequência central igual a 2,25 MHz, e o sinal de excitação teve um tempo de duração T_p igual a 20 μ s. As resoluções foram assim encontradas em -10 dB, e calculadas através de seus gráficos (Oelze – figuras 2a e 9b) em -20 dB e -30 dB. Essas formas gráficas são aqui copiadas nas figuras 6.6 e 6.7.

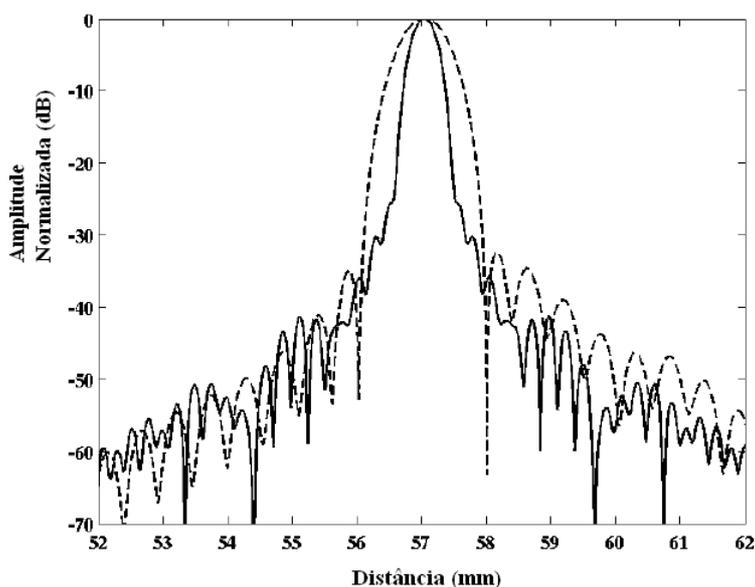


Figura 6.6 – Sinais simulados de pulso comprimido para excitação por REC (—) e por MLF (---) (Modificado de [9]).

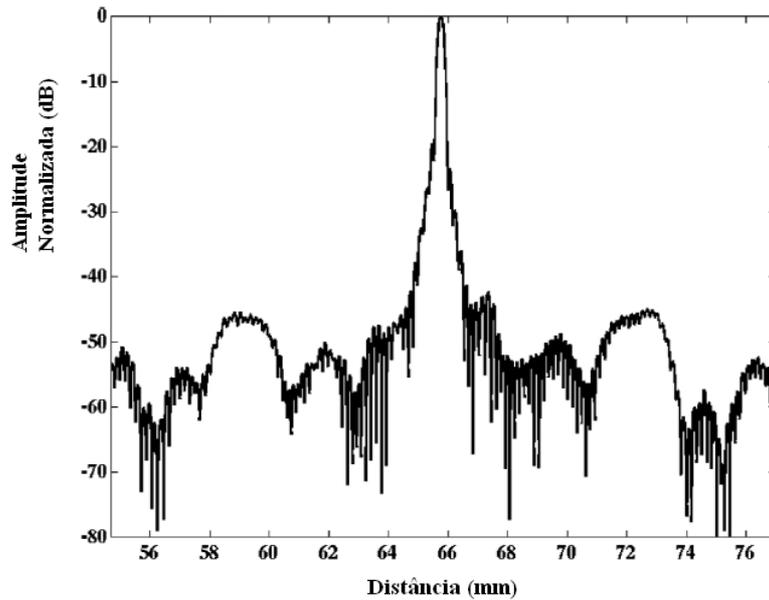


Figura 6.7 – Sinal de eco experimental REC comprimido por filtro de Wiener (Modificado de [9]).

Experimentalmente houve dois outros conjuntos de medições onde imagens de US foram simuladas a partir de resultados de sinais de eco de fios de tungstênio. Inicialmente utilizou-se apenas um fio de raio $250\ \mu\text{m}$, passando para uma série de quatro fios de mesmo raio que o anterior, e com distâncias conhecidas entre eles e iguais a $0,535\ \mu\text{m}$, $0,535\ \mu\text{m}$ e $0,355\ \mu\text{m}$.

O *phantom* assim constituído por Oelze não teve a mesma eficiência para testes de resolução, em meio de dimensão calibrada, que o *phantom* utilizado nos experimentos desta tese. A formação de *speckle* não foi abordada pelo autor.

Os resultados publicados em 2007 somente são melhores que os desta tese, no nível dos lóbulos temporais. Entretanto, a sua compressão causou uma forte degeneração na envoltória do sinal comprimido, abaixo de $-30\ \text{dB}$ na simulação, e abaixo de $-25\ \text{dB}$ no experimento. Há inclusive a formação de lóbulos de pequena intensidade, que eventualmente poderiam formar artefatos na imagem.

A forma pela qual a equalização do sinal foi empregada, com variações na amplitude, não é recomendada para as aplicações médicas em virtude dos limites da amplitude de sinais evitando-se os bioefeitos no tecido.

A tabela 6.3 mostra uma comparação direta entre os resultados de Oelze e desta Tese.

Tabela 6.3 – Comparação entre resultados de resolução, normalizada pelo comprimento de onda, publicados por Oelze em 2007 e os desta Tese.

Ano	Autor	Sinal	Filtro	f_0 (MHz)	T_P (μ s)	PLT	r_{ax}/λ			E
							(-10dB)	(-20dB)	(-30dB)	
2010	Tese	MCF	Pseudo Wiener	2,25	20	-30 dB	0,4	0,5	0,6	X
						-32 dB	0,3	0,6	0,6	X
						-34 dB	0,5	0,6	0,8	X
						-36 dB	0,5	0,7	0,8	X
2007	Oelze	REC	Wiener	2,25	20	-35 dB	0,5	0,6	0,9	
						-42 dB	0,5	-	1,0	X

E - experimental

7- Conclusão

O estado da arte dos sistemas de geração de imagens por ultrassom está, em parte, nos sistemas que utilizam sinais codificados de excitação. Através da codificação é possível melhorar a resolução e/ou aumentar a capacidade de penetração do ultrassom no tecido biológico.

Apontam-se como contribuições desta pesquisa, a diversidade de soluções de sinais de modulação não lineares na frequência (MCF), decorrentes de uma potência $1/n$ na sua definição de amplitude espectral de frequência, que lhe modifica a forma e amplia a sua banda, de maneira favorável à resolução temporal e ao controle da amplitude dos lóbulos temporais, após a compressão do sinal de eco. Além disso, propôs-se uma modificação no filtro de Wiener, igualmente diversificando sua capacidade de corrigir as distorções de amplitude que o sinal de eco apresenta, porém mantendo-se a correção das distorções de fase como foi originalmente concebida. A variedade de filtros assim projetados é dependente de outra variável livre, n' . Muito embora esta pós filtragem traga alguma perda na resolução do sinal comprimido, quando tratada em conjunto com os n sinais MCF, a otimização da resolução conduziu a um resultado satisfatório e superior aos resultados publicados por outros autores, citados nesta pesquisa. Mais especificamente, se a resolução é tomada em -30 dB para todos os casos, numa faixa dinâmica de 30 dB, alcançou-se uma melhoria na resolução axial que é superior a 30 % em relação aos resultados de Oelze [9], apesar do transdutor utilizado em seus experimentos ter uma banda relativa de 56%, contra uma banda relativa de 45% do transdutor utilizado nos experimentos desta tese.

De todos os resultados decorrentes desta pesquisa, o mais relevante foi a resolução axial, porém com nível máximo de lóbulos temporais acima de -36 dB. Estas limitações são consequentes de um nível de ruído nos experimentos realizados, não inferior a -40 dB.

8- REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FORSBERG, F., 2004, “Ultrasonic biomedical technology; marketing versus clinical reality”, *Ultrasonics*, v. 42, n. 1-9 (Abr.), pp. 17-27.
- [2] STULEN, B. S., EN SMINGER, D., 2009, *Ultrasonics: Data, Equations, and Their Practical Uses*. 1 ed. New York, CRC Press.
- [3] PEDERSEN, M. H., MISARIDIS, T. X., JENSEN, J. A., 2003, “Clinical evaluation of chirp-coded excitation in medical ultrasound”, *Ultrasound in Medicine & Biology*, v. 29, n. 6 (Jun.), pp. 895-905.
- [4] BARNETT, S. B., TER HAAR, G. R., ZISKIN, M. C., *et al.*, 2000, “International recommendations and guidelines for the safe use of diagnostic ultrasound in medicine”, *Ultrasound in Medicine & Biology*, v. 26, n. 3 (Mar.), pp. 355-366.
- [5] O'DONNELL, M., 1992, “Coded excitation system for improving the penetration of real-time phased-array imaging systems”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 3 (Maio), pp. 341-351.
- [6] HOSSACK, J., 2005, “Introduction to the special issue on coded waveforms”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 2 (Fev.), pp. 158-159.
- [7] COOK, C. E., BERNFELD, M., 1967, *Radar signals; an introduction to theory and application*. 1 ed. New York, Academic Press.
- [8] MISARIDIS, T., JENSEN, J. A., 2005, “Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part I: basic concepts and expected benefits”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 2 (Mar.), pp. 177-191.
- [9] OELZE, M. L., 2007, “Bandwidth and resolution enhancement through pulse compression”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 4 (Abr.), pp. 768-781.
- [10] HAIDER, B., LEWIN, P. A., THOMENIUS, K. E., 1998, “Pulse elongation and deconvolution filtering for medical ultrasonic imaging”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 1 (Jan.), pp. 98-113.
- [11] ADAMS, J. W., 1991, “A new optimal window [signal processing]”, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 8 (Ago.), pp. 1753-1769.

- [12] BEHAR, V., 2004, "Parameter optimization of pulse compression in ultrasound imaging systems with coded excitation", *Ultrasonics*, v. 42, n. 10 (Ago.), pp. 1101-1109.
- [13] MISARIDIS, T., JENSEN, J. A., 2005, "Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part II: design and performance for medical imaging applications", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 2 (Fev.), pp. 192-207.
- [14] MISARIDIS, T., JENSEN, J. A., 2005, "Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part III: high frame rate imaging", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 2 (Fev.), pp. 208-219.
- [15] JENSEN, J. A., 1996, "Field: a program for simulating ultrasound systems", *Medical and Biological Engineering and Computing*, v. 4, pp. 351-355.
- [16] SIEBERT, W. M., 1988, "The Development of AN/FPS-17 Coded-Pulse Radar at Lincoln Laboratory", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 6 (Nov.), pp. 833-837.
- [17] COOK, C. E., SIEBERT, W. M., 1988, "The Early History of Pulse Compression Radar", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 6 (Nov.), pp. 825-833.
- [18] COOK, C. E., 1960, "Pulse Compression-Key to More Efficient Radar Transmission", *Proceedings of the IRE*, v. 48, n. 3 (Mar.), pp. 310-316.
- [19] COOK, C. E., 1963, "Pulse-compression paired-echo experiments", *Proceedings of the IEEE*, v. 51, n. 2 (Feb.), pp. 383-384.
- [20] COOK, C. E., 1964, "A class of nonlinear FM pulse compression signals", *Proceedings of the IEEE*, v. 52, n. 11 (Nov.), pp. 1369-1371.
- [21] FURGASON, E. S., NEWHOUSE, V. L., BILGUTAY, N. M., *et al.*, 1975, "Application of random signal correlation techniques to ultrasonic flaw detection", *Ultrasonics*, v. 13, n. 1 (Jan.), pp. 11-17.
- [22] GOLAY, M. J. E., 1949, "Correspondence", *Proceedings of the IRE*, v. 37, n. 6 (Jun.), pp. 657-657.
- [23] LEE, B. B., FURGASON, E. S., 1981, "High-Speed Digital Golay Code Flaw Detection System". In: *Ultrasonics Symposium*, pp. 888-891, West Lafayette.

- [24] GRAN, F., UDESEN, J., NIELSEN, M., *et al.*, 2008, “Coded ultrasound for blood flow estimation using subband processing”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 10 (Out.), pp. 2211-2220.
- [25] LEVANON, N., MOZESON, E., 2004, *Radar signals*. 1 ed. New Jersey, J. Wiley.
- [26] FRANK, R., 1963, “Polyphase codes with good nonperiodic correlation properties”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 1 (Jan.), pp. 43-45.
- [27] SIVASWAMY, R., 1978, “Multiphase Complementary Codes”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 5 (Set.), pp. 546-552.
- [28] TAKEUCHI, Y., 1979, “An investigation of a spread energy method for medical ultrasound systems: Part one: Theory and investigation”, *Ultrasonics*, v. 17, n. 4 (Jul.), pp. 175-182.
- [29] ELIAS, C. M., 1980, “An Ultrasonic Pseudorandom Signal-Correlation System”, *Sonics and Ultrasonics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 1 (Jan.), pp. 1-6.
- [30] RAO, N., 1994, “Investigation of a pulse compression technique for medical ultrasound: a simulation study”, *Medical and Biological Engineering and Computing*, v. 32, n. 2 (Mar.), pp. 181-188.
- [31] BURCKHARDT C. B., 1978, “Speckle in Ultrasound B-Mode Scans”, *Sonics and Ultrasonics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 1 (Jan.), pp. 1-6.
- [32] MISARIDIS, T. X., GAMMELMARK, K., JORGENSEN, C. H., *et al.*, 2000, “Potential of coded excitation in medical ultrasound imaging”, *Ultrasonics*, v. 38, n. 1-8 (Mar.), pp. 183-189.
- [33] NOWICKI, A., LITNIEWSKI, J., SECOMSKI, W., *et al.*, 2003, “Estimation of ultrasonic attenuation in a bone using coded excitation”, *Ultrasonics*, v. 41, n. 8 (Nov.), pp. 615-621.
- [34] FOSTER, F. S., PAVLIN, C. J., HARASIEWICZ, K. A., *et al.*, 2000, “Advances in ultrasound biomicroscopy”, *Ultrasound in Medicine & Biology*, v. 26, n. 1 (Jan.), pp. 1-27.
- [35] BOSISIO, M. R., HASQUENOPH, J. M., SANDRIN, L., *et al.*, 2010, “Real-time Chirp-Coded Imaging With a Programmable Ultrasound Biomicroscope”, *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 3 (Mar.), pp. 654-664.
- [36] DONNELL, M., WANG, Y., 2005, “Coded excitation for synthetic aperture ultrasound imaging”, *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*, v. 52, n. 2 (Feb.), pp. 171-176.

- [37] BARROS, A. L. P., 2007, *Aumento da Resolução Axial de Sistemas de Ultra-som Pulso-eco Utilizando Excitação Codificada com Compensação em Frequência*. Dissertação de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [38] COSTA-FÉLIX, R. P. B., 2005, *Aplicações Metrológicas do Ultra-som Empregado em Engenharia Biomédica Utilizando Varreduras de Senos*. Tese* de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [39] WOODWARD, P. M., 1953, *Probability and Information Theory with Applications to Radar*. 1 ed. London, Pergamon.
- [40] SINSKY, A. I., WANG, C. P., 1974, “Standardization of the Definition of the Radar Ambiguity Function”, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. AES-10, n. 4 (Jul.), pp. 532-533.
- [41] RIHACZEK, A. W., 1971, “Radar Waveform Selection-A Simplified Approach”, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. AES-7, n. 6 (Nov.), pp. 1078-1086.
- [42] BASCOM, P. A. J., COBBOLD, R. S. C., 1996, “Origin of the Doppler ultrasound spectrum from blood”, *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 6 (Jun.), pp. 562-571.
- [43] LUSZCZYK, M., 2006, “Numerical Evaluation of Ambiguity Function for Stepped Non-Linear FM Radar Waveform”. In: *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, pp. 1164-1167, Krakow, Maio.
- [44] LATHI, B. P., 1987, *Communication Systems*. 1 ed. , Rio de Janeiro, Editora Guanabara.
- [45] SKOLNIK, M. I., 1990, *Radar handbook*. 2 ed. New York, McGraw-Hill.
- [46] COOK, C. E., PAOLILLO, J., 1964, “A pulse compression predistortion function for efficient sidelobe reduction in a high-power radar”, *Proceedings of the IEEE*, v. 52, n. 4 (Abr.), pp. 377-389.
- [47] DOERRY, A. W., 2006, *Generating nonlinear FM chirp waveforms for radar*. Report SAND2006-5856, Sandia National Laboratories, New Mexico.
- [48] NYQUIST, H., 1928, “Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors”, *Physical Review*, v. 32, n. 1 (Jul.), pp. 110-113.
- [49] FISH, P., 1990, *Physics and instrumentation of diagnostic medical ultrasound*. 1 ed. New York, Wiley.

- [50] PASSMANN, C., ERMERT, H., 1995, "Adaptive 150 MHz ultrasound imaging of the skin and the eye using an optimal combination of short pulse mode and pulse compression mode". In: *Ultrasonics Symposium*, pp. 1291-1294, Seattle, Nov.
- [51] SANCHEZ, J. R., OELZE, M. L., 2009, "An ultrasonic imaging speckle-suppression and contrast-enhancement technique by means of frequency compounding and coded excitation", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 7 (Jul.), pp. 1327-1339.
- [52] FOWLE, E., 1964, "The design of FM pulse compression signals", *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 1 (Jan.), pp. 61-67.
- [53] MILLETT, R. E., 1970, "A Matched-Filter Pulse-Compression System Using a Nonlinear FM Waveform", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. AES-6, n. 1 (Jan.), pp. 73-78.
- [54] RAMAN, R., RAO, N., 1994, "Pre-enhancement of chirp signal for inverse filtering in medical ultrasound". In: *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE*, pp. 676-677, Baltimore, Nov.