

APLICAÇÕES METROLÓGICAS DO ULTRA-SOM EMPREGADO EM
ENGENHARIA BIOMÉDICA UTILIZANDO VARREDURAS DE SENOS (*CHIRPS*)

Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS
EM ENGENHARIA BIOMÉDICA.

Aprovada por:

Prof. João Carlos Machado, Ph.D.

Prof. Wagner Coelho de Albuquerque Pereira, D.Sc.

Dr. Paulo Medeiros Massarani, D.Sc.

Prof. Fernando Reizzel Pereira, D.Sc.

Prof. Eduardo Tavares Costa, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2005

COSTA-FÉLIX, RODRIGO PEREIRA

BARRETTO DA

Aplicações metrológicas do ultra-som
empregado em engenharia biomédica utilizando
varreduras de senos (*chirps*) [Rio de Janeiro] 2005

XXIX, 196 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, D.Sc.,
Engenharia Biomédica, 2005)

Tese – Universidade Federal do Rio de Janeiro,
COPPE

1. Metrologia
2. Varredura de senos
3. Excitação Codificada
4. *Chirps*
5. Deconvolução
6. Resposta Impulsiva Espacial
7. Calibração de transdutores ultra-sônicos
8. Calibração de hidrofones

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Dedico este trabalho à Elaine, minha esposa, por sua paciência nos meus vários momentos de ausência e introspecção e, principalmente, pela sua companhia e dedicação. Sem ela, esse trabalho não teria sido tão prazeroso.

AGRADECIMENTOS

O esforço que demanda uma tese de doutorado é muito grande, e uma pessoa sozinha não consegue realizá-lo. Talvez por isso que existam os agradecimentos. E a muitos se deve agradecer, quer seja nos âmbitos profissional ou pessoal.

De praxe são os agradecimentos institucionais, pelos quais inicio. Pelo apoio financeiro, direto ou indireto, agradeço à Capes, ao CNPq e ao PRONEX/Finep. A empresa onde trabalho, o Inmetro, foi fundamental no apoio a este trabalho, portanto merece ser destacada.

Mas as pessoas são, sempre, mais importantes do que as instituições. Sem o incentivo do meu amigo José Augusto de Azevedo, chefe da Divisão de Acústica e Vibrações (Diavi) do Inmetro por ocasião do início do meu doutoramento, eu, certamente, não teria me aventurado pelo mundo das frequências ultra-sônicas. Seu apoio transcendeu o profissional, e a amizade que tenho o prazer de desfrutar, dele e da sua família, me ajudaram nessa jornada. A ele eu atribuo, sem chance ao erro, a pedra fundamental do futuro Laboratório de Ultra-som do Inmetro.

O atual chefe da Diavi, Gilmar Machado Ximenes, deu continuidade de maneira exemplar ao seu antecessor no tocante ao projeto de implantação do Laboratório de Ultra-som, a despeito de certas forças contrárias. Eu não poderia deixar de agradecer a ele, grande responsável que foi pela tranquilidade que me foi dada nos últimos 6 meses de tese.

O Inmetro forneceu, ainda, dois companheiros que estão intrinsecamente ligados a esse trabalho. O alemão/carioca, radicado em Laranjeiras, Swen Müller, além de parceiro nas pedaladas ladeira acima no Corcovado, é uma referência viva nas varreduras de senos. E melhor, sempre disponível e bem disposto em compartilhar sua vasta experiência. O Paulo Massarani, que por muito tempo dividiu comigo as atribuições no Laboratório de Ensaios Acústicos, me serve como exemplo, difícil de ser seguido, de postura profissional. A clareza com que ele explica seu entendimento acerca dos *sweeps* tem me sido fundamental, principalmente do Exame de Qualificação para cá. Muito obrigado a vocês.

O estágio no *National Physical Laboratory* (NPL) não poderia ter sido realizado sem o apoio de Bajram Zeqiri, antigo chefe do *Ultrasound Group*, atualmente *Knowledge Leader* de Acústica, da *Divison of Quality of Life*. Esse estágio, embora

de apenas 6 meses, foi fundamental para realizar parte da etapa experimental desta tese. Tanto ao NPL, que me empregou por 6 meses, quanto ao Bajram, que supervisionou meu trabalho nesse período, meu muito obrigado.

Academicamente, sem dúvidas, eu não tive apenas um orientador, mas, acima de tudo, orientação. Ao Professor João Carlos Machado, além desse singelo agradecimento, fica a eterna gratidão pelos 3 anos de convívio. O empenho com que ele se debruçou sobre esse projeto será sempre lembrado, e me servirá como exemplo de conduta profissional. Não bastasse isso, ainda se mostrou um notável guia pelos caminhos do Pico da Bandeira, excursão inesquecível, realizada em Julho de 2003.

Ter retornado ao Programa de Engenharia Biomédica (PEB), onde iniciei minha carreira acadêmica em 1992 como aluno de iniciação científica, foi um imenso prazer. O grupo do Laboratório de Ultra-som (LUS) do PEB é notável, reconhecidamente um dos mais agradáveis do programa. O Professor Marco Antonio von Krügger, com seu bom humor inabalável, sempre disposto a reiniciar o que tem que ser terminado, é um exemplo de como se portar nesse mundo, dito por alguns, cruel. Eternamente jovem, apesar de disfarçar por detrás do branco da barba. Ao Professor Wagner Coelho de Albuquerque Pereira, que para muitos mais parece um psicólogo, eu tenho uma dívida particular na elaboração do texto. Sua conduta desprendida ao ajudar todos que batem a sua porta também me servirá de exemplo. Espero um dia poder retribuir o que os professores do LUS me proporcionaram, mas eu tenho plena ciência que conduta moral e ética se aprende apenas com o exercício constante.

Além dos professores João, Wagner e Marcão, diversos amigos foram feitos ao longo desse tempo no PEB. Citar é sempre perigoso, porque alguns podem ser esquecidos. Mas, por outro lado, os que forem lembrados terão certeza que o foram de coração. Obrigado André Victor Alvarenga, Igor Rosa, Mônica Soldan, Armel Bakita, Daniel Bonolo, Camila Furtado, Edejar Freitas, Elaine Belassiano, Andréa “Paulista”, Viviany Gandra, Roger Mello, Adriana Macedo, Danilo Melges, Leonardo Muller e Alysson Carvalho. Os almoços verborrágicos no Bloco E foram marcantes. Mais recentemente a companhia de Isabella, Viviane, Christiano “CBM”, Flor Roxana, Álvaro, Kelly Key, Kin Hwang e Rodrigo Leite tem sido muito agradável. Espero poder continuar com esse contato.

A minha semi-ausência do Inmetro não esmoreceu minha camaradagem para com os colegas de laboratório. Vale mencionar a companhia e troca de experiências com

Fabio Budell (Bill), Nelson Mello, Salatiel e Zemar. A Mônica, nossa fiel escudeira, sem quem a Divisão não teria tanta desenvoltura administrativa, muito obrigado pela sempre bem disposta ajuda.

Por detrás do mundo acadêmico e profissional, uma legião de amigos me serviu de alento nos momentos de lazer. Poucos, certamente, virão a ler esses agradecimentos, mas nem por isso posso deixar de fazer. Agradeço, por tudo, ao Artur e Fernanda, Guarani e Patrícia, Maurício, Simone, Vanesca, e aos meus dois amigos mais antigos, desde o Colégio Pedro II, Marcus Vinicius Barbosa Moreno e Ronaldo Fonseca Martinez. É particularmente agradável poder citar os mesmos amigos 8 anos depois da tese de mestrado: Cláudio Pereira de Souza, vulgo “The Flash” e Sanderson Pereira de Souza. Valeu, amigos, pela companhia.

Valeu, Equipe Peixe-Boi, pela oportunidade de dividir as ruas com tantos anônimos “atletas” nas 16 provas e mais de 222 km de corridas oficiais, desde Agosto de 2002.

E finalmente, agradeço a minha família, mesmo não tão presente (fisicamente) quanto eu gostaria, às vezes. Obrigado primos Cláudia e Wagner, Maura e Paulo, Rogério e Rosana, Renata e Frederico, Julio e Helena, Marcelo e Caetano. Obrigado, meus irmãos Thiago e Tânia, Leandro e Ana Laura, e Cristina. Obrigado, pai, por estar presente, mesmo longe. Qualquer coisa que eu fale em agradecimento para minha mãe não vai ser o suficiente, quem me conhece sabe muito bem disso. Portanto, obrigado, mãe.

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

APLICAÇÕES METROLÓGICAS DO ULTRA-SOM EMPREGADO EM
ENGENHARIA BIOMÉDICA UTILIZANDO VARREDURAS DE SENOS (*CHIRPS*)

Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix

Março/2005

Orientador: João Carlos Machado

Programa: Engenharia Biomédica

Sinais modulados em frequência, na área de ultra-som denominados *chirps*, são de ampla difusão já há algumas décadas. Recentemente, o Inmetro vem desenvolvendo, de maneira pioneira, aplicações metrológicas de uma codificação denominada *Coded Excitation Pulse* (CEP), nas frequências sônicas. O objetivo desta tese é estudar o CEP, utilizando-o como sinal de excitação ultra-sônica em metrologia na área biomédica. Inicialmente, diversas variáveis da implementação do CEP foram avaliadas através de simulações computacionais, e os resultados balizaram os 4 experimentos realizados. No primeiro experimento, observou-se um aumento, estatisticamente significativo ($p < 0,0001$), de 2,3 vezes na largura de banda da resposta de um sistema ultra-sônico ao CEP, devidamente projetado, mantendo-se a mesma instrumentação. Aplicando a mesma técnica no segundo experimento, foi possível validar resultados de medição de atenuação ultra-sônica em uma largura de banda de $4,570 \pm 0,007$ MHz utilizando um sistema com banda de $1,788 \pm 0,012$ MHz, variando menos do que 0,1 dB em relação à curva teórica de atenuação. No terceiro experimento, a calibração de transdutores com o CEP se mostrou mais vantajosa, qualitativamente, do que com tons puros (*stepped sine*) ou com 1 ciclo de senóide como sinais de excitação, nas regiões em que efeitos não lineares e difração se destacam. Finalmente, na calibração de hidrofones, o uso do CEP resultou em valores de sensibilidade idênticos aos obtidos com um método da propagação não-linear, dentro da incerteza de ± 1 dB atribuída ao método.

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

METROLOGICAL APPLICATIONS OF ULTRASOUND EMPLOYED IN
BIOMEDICAL ENGINEERING USING SWEPT-SINES (CHIRPS)

Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix

March/2005

Advisor: João Carlos Machado

Department: Biomedical Engineering

Frequency modulated signals, known as *chirps* in ultrasound, have wide applicability for decades. Recently, metrological applications of a codification named *Coded Excitation Pulse* (CEP) is under pioneer development at Inmetro, in the audible frequency range. The aim of this thesis is to study the CEP, employing it as ultrasonic excitation signal for biomedical metrology. Firstly, several variables concerning CEP implementation were evaluated through computational simulations, and the results were used as guidelines to the 4 experiments undertaken. In the first experiment, it was observed a statistically significant ($p < 0.0001$) bandwidth broadening of 2.3 times the system output bandwidth when excited by a properly designed CEP, keeping the same experimental setup. Applying the same technique in a second experiment, it was possible to validate attenuation measurement results in a bandwidth of 4.570 ± 0.007 MHz using a system with 1.788 ± 0.012 MHz of bandwidth. In the third experiment, ultrasonic transducer calibration applying CEP became qualitatively more advantageous than the stepped sine technique or using single-cycle sine as excitation signal, particularly at those regions where nonlinear propagation effects and diffraction play a key role. Finally, hydrophone calibration with CEP resulted in sensitivity equal to that assessed with the nonlinear propagation technique, within the ± 1 dB uncertainty attributed to the method.

ÍNDICE

DEDICATÓRIA.....	III
AGRADECIMENTOS	IV
RESUMO	VII
ABSTRACT	VIII
ÍNDICE DE FIGURAS	XIV
ÍNDICE DE TABELAS	XXIII
LISTA DE SÍMBOLOS	XXV
PRINCIPAIS ABREVIACÕES E ACRONISMOS.....	XXVIII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Objetivo	2
1.2. Organização do texto	2
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	5
2.1. <i>Chirp</i> na formação de imagens ultra-sônicas em sistemas biológicos.....	7
2.2. Aplicações em Ensaaios Não Destrutivos.....	13
2.3. Calibração de hidrofones	13
2.4. Varreduras lineares e não-lineares	15
3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	17
3.1. Formação do feixe ultra-sônico na água	17
3.1.1. Teoria linear	17
3.1.2. Correção devido às características dimensionais dos transdutores.....	19
3.1.3. Teoria não-linear	21
3.2. Identificação de sistemas lineares e invariantes no tempo.....	26
3.3. Tipos de sinais de excitação.....	28
3.3.1. Fator de Crista.....	30
3.3.2. Características de diferentes tipos de sinais de excitação: impulso, ruído branco e	

senóides mono-freqüência.....	31
3.3.3. A Varredura de Senos, ou “Pulso de Excitação Codificado”	34
3.4. Aumento da relação sinal/ruído na determinação da Resposta em Freqüência de sistemas	35
3.4.1. Equalização da potência da resposta de sistemas.....	36
3.5. Relação entre freqüência instantânea e atraso de grupo em varreduras.....	39
3.6. Codificação e decodificação do CEP para obter Respostas Impulsivas	45
3.6.1. Relação entre os atrasos de grupo de X_{Ref} e X_{CEP}	47
3.6.2. Detecção das reflexões na Resposta Impulsiva Espacial	47
3.6.3. Detecção de distorções harmônicas na Resposta Impulsiva Espacial.....	49
3.7. Síntese de Pulso de Excitação Codificado com Magnitude Arbitrária de Resposta em Freqüência e Envelope Constante	50
3.7.1. Prescrição de um espectro de freqüências para o CEP	52
3.7.2. Definição do atraso de grupo a partir do inverso da Resposta em Freqüência de um sistema.....	53
3.7.3. Geração do Pulso de Excitação Codificado – CEP	54
3.8. Reflexões sobre o CEP–AMag	55
3.9. Utilização do CEP-AMag, passo a passo.....	56
4. RECURSOS E SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	58
4.1. Rotinas e aplicativos desenvolvidos em Matlab	58
4.1.1. RF_Sist.m – simula o módulo da Resposta em Freqüência de um sistema	58
4.1.2. CEP_AMag.m – cria o sinal no tempo a partir da magnitude do PSD	61
4.1.3. Equal_PotTx.m – simula a equalização da potência de saída de um transdutor...	62
4.2. Equalização da resposta de transdutores	63
4.2.1. Materiais e métodos	64
4.2.2. Resultados	66
4.2.3. Discussão	69

4.2.4. Conclusão	70
4.3. Aplicativo de geração de varreduras e automação das medições	71
4.3.1. Geração de excitações codificadas e programando o gerador de sinais.....	73
4.3.2. Aquisição de sinais com o osciloscópio.....	73
4.3.3. Análise dos resultados: apresentação e armazenamento em arquivo.....	73
4.4. Simulação da formação do feixe ultra-sônico.....	74
4.4.1. Propagação não-linear de uma salva de senóides	74
4.4.2. Pressão ultra-sônica sobre o eixo de simetria de um pistão circular.....	76
4.4.3. Composição dos harmônicos gerados por propagação não-linear	76
4.4.4. Efeitos da propagação não-linear e da difração na calibração de transdutores utilizando tons puros	77
5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	78
5.1. Aumento da largura de banda da resposta de sistemas ultra-sônicos.....	78
5.1.1. Materiais e métodos	78
5.1.2. Resultados	83
5.1.3. Discussão	90
5.1.4. Conclusão.....	91
5.2. Atenuação ultra-sônica de materiais	92
5.2.1. Materiais e métodos	93
5.2.2. Resultados	96
5.2.3. Discussão	98
5.2.4. Conclusão.....	99
5.3. Calibração de transdutores	99
5.3.1. Materiais e métodos	99
5.3.2. Resultados	106
5.3.3. Discussão	119

5.3.4. Conclusão	128
5.4. Calibração de hidrofone	128
5.4.1. Materiais e métodos	128
5.4.2. Resultados	131
5.4.3. Discussão	134
5.4.4. Conclusão	135
6. CONCLUSÕES	137
APÊNDICES	141
APÊNDICE A– Técnicas de Calibração de Hidrofones	141
Introdução	141
O hidrofone	143
Hidrofone tipo agulha (needle).....	144
Hidrofone de membrana	146
Fundamentos teóricos	147
Repetitividade.....	148
Calibração (de transdutores).....	148
Método direto	149
Método por comparação	150
Técnicas consagradas para calibração de hidrofones	151
Técnica da Reciprocidade.....	151
Técnica da Varredura Plana (planar scanning).....	154
Técnica da Interferometria a Laser	156
Técnica do TDS (time delay spectrometry).....	159
Técnica da Propagação Não Linear ou da Geração de Harmônicos.....	162
Comparação entre as técnicas apresentadas	164
Comentários finais.....	165

APÊNDICE B – Listagem dos programas em MatLab.	166
Analisa_Ftr_Crista.m – Análise de fator de crista de sinais de excitação.	166
Autocorrela.m – Compara autocorrelação e deconvolução como processamentos para comprimir um CEP.	166
CEP_AMag.m – Cria um CEP com magnitude espectral arbitrária.	167
Compara_excitação.m – Comparação entre sinais de excitação.	169
Equal_PotTx.m – Rotina para utilizar a função CEP_AMag.	171
Prop_não_linear.m – Gera uma salva de senóides distorcida por propagação não linear.	174
RF_Sist.m – Cria uma resposta em frequências arbitrária.	175
Simula_1ciclo.m – Simula a convolução de um ciclo de senóide com a Resposta em Frequência de um sistema.	177
TDS.m – Realiza a simulação das operações da técnica Time Delay Spectrometry para determinar a Função de Transferência de sistemas.	178
Teste_Eq.m – Simula a equalização de sistemas ultra-sônicos.	181
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	183

ÍNDICE DE FIGURAS

- FIGURA 1.** Processamentos de sinais para compressão da resposta de um sistema a uma varredura de senos: a) Varredura de senos linear em função do tempo; b) Resposta em frequência de um sistema simulado; d) Resposta do sistema, no domínio do tempo, à varredura; c) Distribuição tempo-freqüência da varredura; e) Da esquerda para a direita: auto-correlação da varredura, pulso comprimido por correlação cruzada, pulso comprimido por deconvolução, e Resposta Impulsiva do sistema.....10
- FIGURA 2.** Representação de um ponto A posicionado no campo acústico gerado por um pistão plano, com raio a18
- FIGURA 3.** Amplitude da pressão gerada sobre o eixo de simetria de um pistão circular plano para $a/\lambda = 4$. A linha vertical contínua simula a posição de um hidrofone no campo gerado pelo pistão. No exemplo, o hidrofone está posicionado em $r = 2,5 \cdot a$, onde a pressão normalizada vale 0,663.....19
- FIGURA 4.** Exemplo de uma salva de senóides distorcida por propagação não linear. a) Gráfico da onda no domínio do tempo, mostrando a razão entre os picos positivo e negativo (P+/P-); b) Gráfico no domínio da freqüência, apresentando a razão entre a potência dos harmônicos 2 ao 5 em relação à fundamental, em dB, que está relacionada com o grau de distorção da onda. Para o exemplo da figura, $\sigma \cong 5,7$22
- FIGURA 5.** Evolução da potência da fundamental, dos harmônicos e da soma de todos os harmônicos em uma onda que se propaga de forma não-linear em um fluido atenuante. A descrição da linha vertical está na Seção 4.4.3.....24
- FIGURA 6.** Diagrama representando a interação entre o Sistema S , com Função de Transferência $H(f)$ e Resposta Impulsiva $h(t)$, e o sinal de excitação $x(t)$, cujo espectro de freqüências é $X(f)$. O sinal resultante (resposta do sistema à excitação) $y(t)$ apresenta espectro de freqüências representado por $Y(f)$27

FIGURA 7. Exemplos de sinais tipicamente empregados na excitação de sistemas físicos: Ruído branco (distribuição uniforme em frequências), Impulso, Senóide e Varredura de Senos. A primeira coluna de gráficos representa os sinais no domínio do tempo, a segunda coluna as densidades espectrais de potência, e a última coluna as respectivas distribuições tempo-frequência.	29
FIGURA 8. Histograma da distribuição do Fator de Crista de ruído branco de 1.000 pontos, calculado 10.000 vezes. O valor médio desse exemplo é de 4,77 dB. A rotina que gerou o gráfico desta figura está listada no Apêndice B.	33
FIGURA 9. Técnicas para melhorar a relação Sinal/Ruído da resposta de um sistema utilizando tons puros: a) utilizando tons puros com amplitudes variáveis e mesma duração; b) utilizando tons puros com amplitude fixa e durações variáveis. As excitações foram escolhidas para equalizar a energia da resposta do sistema.	38
FIGURA 10. Atraso de grupo: a) CEP linear; b) CEP não-linear. Em ambos os casos, os sinais têm 1,6 ms de duração e largura de banda entre 100 Hz e 5 MHz.	45
FIGURA 11. Representação de reflexões na Resposta Impulsiva Espacial: 1) Onda ultra-sônica direta; 2) e 3) Ondas refletidas nas paredes do tanque (pouca absorção e caminho acústico curto); 4) Onda refletida no fundo do tanque (muita absorção e caminho acústico longo).	49
FIGURA 12. Ilustração da presença de harmônicos em um sistema definido com o auxílio de um CEP: a) CEP distorcido, com a presença de harmônicos gerados pelo sistema; b) Espectrograma do CEP distorcido; c) Resposta Impulsiva Espacial, após a deconvolução da resposta do sistema; d) Espectrograma da RIE.	50
FIGURA 13. Exemplos de Pulsos de Excitação com Codificação linear: a) CEP construído no domínio do tempo; b) CEP construído no domínio da frequência; c) Espectro de frequências da onda do gráfico a); d) Espectro de frequências da onda do gráfico b).	52
FIGURA 14. Ilustração das limitações impostas pela instrumentação e/ou ruído de fundo na correta determinação da FT de um sistema: a) amplitude da faixa dinâmica da instrumentação; b) nível de ruído de fundo; c) faixa dinâmica do sistema a ser medido.	56
FIGURA 15. Exemplo da saída gerada pela rotina <i>RF_Sist</i>	59

FIGURA 16.	Resposta em Frequência com distribuição gaussiana (Potência) e raiz quadrada da distribuição gaussiana (Amplitude).....	61
FIGURA 17.	Exemplo da saída da rotina <i>CEP_AMag</i> : a) PSD da varredura; b) Varredura, no tempo; c) Atraso de grupo da varredura; d) Espectrograma da varredura.	62
FIGURA 18.	Exemplo da saída da rotina <i>Equal_PotTx.m</i> : a) PSD do sistema e da varredura; b) Varredura, no tempo; c) Espectrograma da varredura; d) PSD da resposta do sistema ao ser excitado com o CEP-AMag.....	63
FIGURA 19.	Exemplos de uma simulação bem sucedida (gráfico de cima) e não satisfatória (abaixo). T é a duração da varredura, FC é frequência central, FQ é o fator de qualidade da RF do sistema e FxDin é a faixa dinâmica da RF.	65
FIGURA 20.	Resultado do Segundo Grupo. Parâmetro variável: Frequência central (3 MHz, 4 MHz ou 5 MHz). Duração = 2 ms, Fator de Qualidade = 5, Faixa dinâmica = 40 dB.....	66
FIGURA 21.	Resultado do Primeiro Grupo. Parâmetro variável: Fator de Qualidade (10, 5, 3 ou 2). Duração = 2 ms, Frequência central = 4 MHz, Faixa dinâmica = 40 dB.	67
FIGURA 22.	Resultado do Terceiro Grupo. Parâmetro variável: Faixa dinâmica (40 dB, 50 dB ou 60 dB). Duração = 2 ms, Frequência central = 5 MHz, Fator de Qualidade = 5.....	68
FIGURA 23.	Resultado do Quarto Grupo. Parâmetro variável: Duração (1 ms, 2 ms ou 4 ms). Fator de Qualidade = 5, Frequência central = 5 MHz, Faixa dinâmica = 50 dB.	69
FIGURA 24.	Painel frontal do programa “EqualTx.vi”, versão desenvolvida e utilizada no <i>National Physical Laboratory</i>	72
FIGURA 25.	Painel frontal do programa “Non-Linear-Propagation.vi”.....	76

- FIGURA 26.** Montagem experimental utilizada na equalização da resposta em frequência do sistema ultra-sônico: **A** ⇒ microcomputador com placa GPIB; **B** ⇒ Gerador de funções, com conexão GPIB; **C** ⇒ Tanque com água; **D** ⇒ Campo ultra-sônico gerado pelo transdutor emissor; **E** ⇒ Osciloscópio digital, controlado remotamente pelo microcomputador por conexão GPIB; **F** ⇒ Cabo para sincronizar o gerador de funções e o osciloscópio (*trigger*).....79
- FIGURA 27.** Medições #1 e #2 da Tabela 2. Foram utilizados CEP lineares com 2.000 pontos e 10 MHz ou 25 MHz de frequência de amostragem: a) Respostas Impulsivas Espaciais completas; b) *Zoom* no pulso no momento da recepção no transdutor; c) Respostas em Frequência do *zoom*; d) Desvios padrão da Resposta em Frequência.84
- FIGURA 28.** Medições #1 e #3 da Tabela 2. Foram utilizados CEP lineares com 10 MHz de frequência de amostragem e 2.000 ou 14.000 pontos: a) Respostas Impulsivas Espaciais completas; b) *Zoom* no pulso no momento da recepção no transdutor; c) Respostas em Frequência do *zoom*; d) Desvios padrão da Resposta em Frequência.85
- FIGURA 29.** Medições #4 e #5 da Tabela 2. Foram utilizados CEP lineares com 14.000 pontos e 25 MHz de frequência de amostragem, com 10 ou 50 repetições para se obter a média: a) Respostas Impulsivas Espaciais completas; b) *Zoom* no pulso no momento da recepção no transdutor; c) Respostas em Frequência do *zoom*; d) Desvios padrão da Resposta em Frequência.86
- FIGURA 30.** Medição da Tabela 3. Foi utilizado um CEP-AMag com 14.000 pontos e 50 repetições para se obter a média, sendo 10 MHz a frequência de amostragem a) Respostas em Frequência (superior) e Respostas Impulsivas com *zoom* no pulso no momento da recepção no Tx (inferior).87
- FIGURA 31.** Frequência Central do sistema ultra-sônico, medida tanto com o CEP linear (a) quanto com o CEP-AMag (b). Cada resultado corresponde à média “intra-set” (10 repetições), e as barras de erro correspondem aos respectivos erros padrão. “FC Média” representa a média global, com o respectivo erro padrão entre os 5 conjuntos de medição.88

- FIGURA 32.** Largura de Banda da saída do sistema ultra-sônico medida tanto com o CEP linear (a) quanto com o CEP-AMag (b). Cada resultado corresponde à média “intra-set” (10 repetições por medição), e as barras de erro correspondem aos respectivos erros padrão. “LB Média” é a média geral, sendo a incerteza experimental apresentada como erro padrão entre as 5 medições.89
- FIGURA 33.** Montagem experimental utilizada na medição de atenuação: **A** ⇒ microcomputador com placa GPIB; **B** ⇒ Gerador de funções, com conexão GPIB; **C** ⇒ Atenuadores; **D** ⇒ Amplificador de potência; **E** ⇒ Tanque com água; **F** ⇒ Transdutores de ultra-som; **G** ⇒ Amostra de material para medir a atenuação; **H** ⇒ Filtro passa-baixa de 5 MHz; **I** ⇒ Osciloscópio digital, controlado remotamente pelo microcomputador por conexão GPIB; **J** ⇒ Conexão de sincronia entre gerador de funções e osciloscópio (*trigger*).94
- FIGURA 34.** Respostas normalizadas do sistema ultra-sônico. As linhas grossas representam a largura de banda de meia potência (-6 dB em potência), tanto para o CEP linear (tracejada) quanto o CEP-AMag (contínua).97
- FIGURA 35.** Atenuação da mistura de água e glicerol, calculada a partir das Respostas em Frequência medidas com o CEP linear (linha tracejada) e com CEP-AMag (linha contínua) e calculada teoricamente (linha pontilhada).98
- FIGURA 36.** Curvas de sensibilidade, teóricas e experimentais, dos hidrofones utilizados. O hidrofone IP016 apresenta maior sensibilidade, notando-se uma diferença de cerca de 5 % entre as curvas teórica e experimental. O IP904 possui menor sensibilidade, entre 30 e 45 nV/Pa, tanto na curva teórica quanto na experimental, aumentando ligeiramente em altas frequências (a partir de cerca de 30 MHz até cerca de 50 MHz). 101
- FIGURA 37.** Fotos dos hidrofones utilizados no experimento. 101
- FIGURA 38.** Fotos dos transdutores calibrados no experimento. 102
- FIGURA 39.** Medição da salva de senóides de 2,25 MHz gerada pelo transdutor de frequência nominal de 2,25 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP016, com frequência de ressonância de 45 MHz. A onda distorcida, e em consequência os harmônicos apresentados, ocorrem devido à propagação não-linear. Nesse exemplo, a medição foi realizada com atraso de 120 μ s. 107

- FIGURA 40.** Medição da salva de senóides de 5,0 MHz gerada pelo transdutor de frequência nominal de 5,0 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP904, com frequência de corte de ressonância de 90 MHz. A onda distorcida, e em consequência os harmônicos apresentados, ocorrem devido à propagação não-linear. A medição foi realizada com atraso de 200 μ s. 108
- FIGURA 41.** Medição da parte inicial (transiente) de senóides com frequências nos extremos do espectro analisado, distantes da frequência nominal dos respectivos transdutores. a) e b) Salva de senóides de 1,0 MHz gerada pelo transdutor de frequência nominal de 2,25 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP904, atraso de 150 μ s; c) e d) Salva de senóides de 8,0 MHz gerada pelo transdutor de frequência nominal de 5,0 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP904, atraso de 200 μ s..... 109
- FIGURA 42.** Comparação entre os espectros da parte inicial (transiente) de senóides com frequências nos extremos do espectro analisado e o espectro da RF do transdutor. O espectro tracejado corresponde ao transiente do sinal no tempo, e o espectro desenhado com linha contínua foi obtido com um CEP-AMag, e corresponde à RF do transdutor. Os gráficos a) e b) correspondem aos apresentados na Figura 41..... 109
- FIGURA 43.** Resultado das medições realizadas com 1 ciclo de senóide como sinal de excitação. Os gráficos à esquerda representam os sinais no tempo, e os gráficos à direita os respectivos espectros de potência. a) Transdutor de 2,25 MHz e hidrofone IP016; b) Transdutor de 2,25 MHz e hidrofone IP904; c) Transdutor de 5,0 MHz e hidrofone IP904..... 110
- FIGURA 44.** Exemplos de Respostas Impulsivas Espaciais, obtidas por deconvolução dos sinais captados, para o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016, com afastamento de 200 μ s entre eles. 111
- FIGURA 45.** Exemplos de Respostas Impulsivas Espaciais, obtidas por deconvolução dos sinais captados, para o transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904, com afastamento de 120 μ s entre eles. 112

FIGURA 46.	Sinais diretos obtidos das RIE apresentadas na Figura 44 e na Figura 45: a) Transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016, com afastamento de 200 μ s entre eles; b) Transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904, com afastamento de 120 μ s entre eles.....	113
FIGURA 47.	Espectros de potência dos sinais diretos obtidos das RIE, utilizando-se o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016.....	114
FIGURA 48.	Espectros de potência dos sinais diretos obtidos das RIE, utilizando-se o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP904.....	115
FIGURA 49.	Espectros de potência dos sinais diretos obtidos das RIE, utilizando-se o transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904.....	116
FIGURA 50.	Resultado da calibração dos transdutores 2,25 MHz com o hidrofone IP016. Estão representados os 3 tipos de sinal de excitação: CEP-AMag, tons puros (salvas de senóides) e 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor.	117
FIGURA 51.	Resultado da calibração dos transdutores 2,25 MHz com o hidrofone IP904. Estão representados os 3 tipos de sinal de excitação: CEP-AMag, tons puros (salvas de senóides) e 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor.	118
FIGURA 52.	Resultado da calibração dos transdutores 5,0 MHz com o hidrofone IP904. Estão representados os 3 tipos de sinal de excitação: CEP-AMag, tons puros (salvas de senóides) e 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor.	119
FIGURA 53.	Simulação do efeito causado ao se utilizar 1 ciclo de senóide como sinal de excitação para determinar a FT e a RI de um sistema: a) Gráfico no domínio do tempo; b) Gráfico no domínio da frequência.....	125
FIGURA 54.	Simulação do efeito causado pela difração de campo próximo e pela propagação não-linear na calibração de transdutores, ao serem utilizados tons puros.	127

FIGURA 55.	Média para as 4 medições com excitação de 1 ciclo de senóide de 5,0 MHz, realizadas com 101µs de atraso entre o transdutor focalizado de 5,0 MHz e os hidrofones: i) IP904 (linha tracejada); ii) HPM02/1 (linha contínua).	132
FIGURA 56.	Resposta em Frequência dos sinais diretos obtidos das RIE: i) CEP-AMag medido com o hidrofone de membrana IP904 (linha contínua); ii) CEP linear medido com o IP904 (linha tracejada); iii) CEP-AMag medido com o hidrofone de agulha (linha pontilhada); iv) CEP linear medido com o hidrofone de agulha (linha traço-ponto). Todas as RF foram normalizadas para 0 dB de potência máxima.	132
FIGURA 57.	Resultados da calibração utilizando o método da Propagação Não Linear. Foi empregada uma senóide de 1,0 MHz como sinal de excitação, e os 6 primeiros harmônicos puderam ser utilizados na calibração. A linha contínua representa o valor médio das calibrações realizadas nos afastamentos de 150 µs, 160 µs e 170 µs, previstos no protocolo empregado.....	133
FIGURA 58.	Comparação entre as calibrações realizadas com os diversos tipos de sinais de excitação empregados. Foram utilizados na geração dessas curvas o CEP-AMag, o CEP linear, 1 ciclo de senóide de 5,0 MHz e uma salva de senóides (<i>burst</i>) de 1,0 MHz. O padrão ouro é a calibração com a salva de senóides, cuja curva apresentada é a média presente na Figura 57.....	133
FIGURA 59.	Desenho esquemático de um hidrofone tipo agulha (<i>needle</i>).....	144
FIGURA 60.	Alguns hidrofones tipo agulha disponíveis [67].....	145
FIGURA 61.	Curva de sensibilidade típica de hidrofones tipo agulha [126].	146
FIGURA 62.	Curva de sensibilidade típica de hidrofones de membrana (adaptado de [67]).	147
FIGURA 63.	Curva de sensibilidade típica de hidrofones de membrana (adaptado de [126])	147
FIGURA 64.	Desenho esquemático para calibração de hidrofones pela técnica da reciprocidade, conforme descrito na IEC 60866 e em Beissner (1980).....	154

FIGURA 65.	Desenho esquemático para medição de potência ultra-sônica, conforme apresentado em [143]. Legenda: 1 – balança; 2 – controle da balança; 3 – transdutor; 4 – alvos; 5 – absorvedor para evitar reflexões nas paredes do recipiente.	155
FIGURA 66.	Desenho esquemático do interferômetro utilizado no NPL para calibração de hidrofones [99].....	157
FIGURA 67.	Esquema da aplicação da técnica TDS em um Sistema Linear Invariante no Tempo (SLIT), com Resposta em Frequência $H(\omega)$ e Resposta Impulsiva $h(t)$	159
FIGURA 68.	Sinais no domínio do tempo: a) Varredura linear; b) Sinal filtrado (convoluído) pela resposta impulsiva simulada de um sistema hipotético.	160
FIGURA 69.	Resultado da multiplicação de dois senos: a) representação do sinal resultante no tempo; b) mesmo sinal representado em frequência.	161
FIGURA 70.	Simulação da obtenção da Resposta em Frequência de um sistema hipotético utilizando TDS.	161
FIGURA 71.	Ilustração do comportamento de uma onda ultra-sônica se propagando na água. A perda ilustrada é de energia da fundamental para formação dos harmônicos. O parâmetro σ diz respeito ao grau de distorção da onda, segundo definição de [79] e [87].	163
FIGURA 72.	Onda ultra-sônica após a geração de harmônicos por propagação na água: a) forma de onda no tempo; b) espectro de frequência da onda representada em a).	163

ÍNDICE DE TABELAS

TABELA 1.	Parâmetros das 4 simulações realizadas para aumentar a largura de banda da resposta de um sistema ao CEP-AMag.....	64
TABELA 2.	Parâmetros das 5 medições realizadas para determinar a Resposta em Frequência do sistema ultra-sônico apresentado na Figura 26.....	81
TABELA 3.	Parâmetros da medição realizada para equalizar o Espectro de Frequências da resposta do sistema ultra-sônico ao CEP-AMag. O gráfico da resposta está apresentado na Figura 30.	82
TABELA 4.	Parâmetros da medição realizada para tratar estatisticamente o aumento da largura de banda da resposta do sistema ultra-sônico ao CEP-AMag.....	82
TABELA 5.	Aumentos de largura de banda testados estatisticamente com o teste <i>t-Student</i>	90
TABELA 6.	Parâmetros da mistura (glicerol a 90% em massa) e da água utilizados no cálculo da equação (57) e no cálculo de TL_R	96
TABELA 7.	Espectro de frequências obtidas com o CEP linear e com o CEP-AMag. Os valores representam a incerteza combinada, i.e., fator de abrangência $k = 1$ [108] e [109].	97
TABELA 8.	Valores do ponto de separação entre campo próximo e campo afastado para as frequências centrais dos transdutores utilizados, segundo (6).	104
TABELA 9.	Parâmetros utilizados na escolha das janelas utilizadas na separação do sinal direto nas Respostas Impulsivas Espaciais obtidas com o emprego dos CEP.....	105
TABELA 10.	<i>Spatial Averaging Correction, SAC</i> , em função do afastamento entre transdutor e hidrofone e frequência da onda ultra-sônica. A SAC apresentada é a porcentagem que foi acrescentada à pressão sonora medida para calcular o valor verdadeiro da pressão sonora incidente no hidrofone.	105
TABELA 11.	Diâmetro efetivo do elemento ativo dos hidrofones, a_e , em função da frequência.	106

TABELA 12. <i>Spatial Averaging Correction (SAC)</i> , em função da frequência, para um hidrofone de agulha de 0,2 mm de diâmetro de elemento ativo afastado 101 μ s de um transdutor de 25,4 mm de diâmetro. Os valores apresentados são a porcentagem do valor medido de pressão sonora a ser acrescentado para ser obter o valor corrigido.....	131
TABELA 13. Comparação entre as técnicas de calibração de hidrofones disponíveis nos principais NMI do mundo.	164

LISTA DE SÍMBOLOS

a_e	Raio efetivo de um hidrofone.
a_g	Raio geométrico de um hidrofone.
a_{\max}	Maior raio do elemento ativo do hidrofone segundo a IEC 61102:1991.
a_t	Raio de um transdutor de emissão.
$A(t)$	Modulação em amplitude de uma varredura, em função do tempo t .
$\hat{A}(t)$	Envelope complexo de uma varredura, em função do tempo t .
c_0	Velocidade de propagação do som em um meio homogêneo.
f_0	Frequência fundamental de uma onda mono-frequência (tom puro).
$f_i(t)$	Frequência instantânea, em função do tempo t , igual à derivada da fase em função da frequência.
$h(t)$	Representação da Resposta Impulsiva (RI) ou Resposta Impulsiva Espacial (RIE) de um sistema.
$H(f)$	Representação da Função de Transferência (FT) de um sistema.
I_0	Valor RMS da intensidade de uma onda ultra-sônica na fonte.
I_{sat}	Intensidade de saturação, tal que, para onda plana, $I_{sat} = \frac{(P_{sat})^2}{2 \cdot \rho_0 c_0}$.
j	Número imaginário unitário: $j = \sqrt{-1}$.
k	Constante de propagação, tal que $k = 2\pi f_0 / c_0$.
k_{pel}	Número de onda da película de látex utilizada na medição de atenuação.
l	Comprimento do pulso de ultra-som, tal que $l = c_0 \cdot T$.
L_{pel}	Espessura da película de látex utilizada na medição de atenuação.
$p(x, t)$	Pressão acústica da onda unidimensional mono-componente em frequência de pequena amplitude se propagando em um meio homogêneo, em função do afastamento x em relação à origem do sistema de coordenadas e do tempo t .

decorrido desde o início da propagação.

- P_0 Valor RMS da pressão sonora na fonte.
- P_{sat} Pressão de saturação, ou seja, maior amplitude de pressão que pode ser atingida a uma distância infinita da fonte geradora da onda ultra-sônica.
- r Distância entre o centro de um transdutor circular e um ponto no campo ultra-sônico, por exemplo, aquele ocupado pelo elemento ativo de um hidrofone.
- r_a Resolução axial de um pulso de ultra-som.
- r_{max} Maior distância em que a atenuação devido à propagação não linear pode ser considerada em detrimento à atenuação linear, causada por condução térmica e/ou viscosidade, sem induzir grandes erros.
- $r(t)$ Correlação cruzada.
- $\text{Re}\{\bullet\}$ Parte real de um número complexo.
- $\text{sinc}(x)$ $\text{sinc}(x) = \frac{\text{sen}(x)}{x}$.
- T Duração do pulso de ultra-som.
- U_0 Componente normal da amplitude da velocidade de deslocamento das partículas na face de uma fonte acústica, geralmente um transdutor plano.
- $x(t)$ Representação de um sinal de entrada de um sistema, no domínio do tempo.
- $\hat{x}(t)$ Representação complexa de um sinal de entrada de um sistema, no domínio do tempo.
- $X(f)$ Espectro de frequências de um sinal $x(t)$.
- $y(t)$ Representação da resposta de um sistema, no domínio do tempo.
- $X(f)$ Espectro de frequências de um sinal $x(t)$.
- z_{Pel} Impedância acústica da película de látex utilizada na medição de atenuação.

$\alpha_l(f)$	Coeficiente de absorção de um meio fluido, em função da frequência, causada por condução térmica e/ou viscosidade.
α_{-6dB}	Razão entre a largura (diâmetro) do feixe gerado pelo transdutor quando a potência cai 6 dB e o seu diâmetro efetivo.
β	Constante de não-linearidade da propagação acústica em fluidos.
δ	Variável auxiliar para calcular a <i>Spatial Averaging Correction</i> (SAC), tal que $SAC = (1 + \delta)$.
δ_f	Incremento infinitesimal em frequência.
$\delta(t - t_0)$	Delta de Dirac no instante t_0 .
Δt	Afastamento, em escala de tempo, entre o centro de um transdutor e um ponto no campo ultra-sônico, por exemplo, aquele ocupado pelo elemento ativo de um hidrofone. Matematicamente, $\Delta t = r/c_0$.
ε	Número de <i>Mach</i> acústico, tal que $\varepsilon = U_0/c_0$.
$\phi(t)$	Fase temporal de um sinal em função do tempo t .
$\Phi(f)$	Fase espectral de um sinal em função da frequência f .
η_0	Viscosidade de uma mistura.
ρ_0	Densidade de um meio homogêneo em repouso.
σ	Parâmetro de caracterização do grau de não-linearidade, ou de distorção, da onda ultra-sônica se propagando em um meio fluido atenuante.
σ_e	Desvio padrão experimental (da amostra).
σ_m	Desvio padrão da média, tal que $\sigma_m = \sigma_e / \sqrt{N}$, onde N é o número de medições realizadas.
σ_{RF}	Desvio padrão da Resposta em Frequência de um sistema ou transdutor.
$\tau(f)$	Atraso de grupo de um sinal em função da frequência f .

PRINCIPAIS ABREVIACÕES E ACRONISMOS

<i>BW</i>	Largura de banda do pulso de ultra-som, de um transdutor ou de um sistema.
CD	<i>Compact Disc.</i>
CEP	<i>Coded Excitation Pulse</i> , ou Pulso de Excitação Codificado.
CEP-AMag	<i>Coded Excitation Pulse with Arbitrary Magnitude.</i>
EF	Espectros(s) de Freqüência.
END	Ensaio(s) Não Destrutivo(s).
<i>FC</i>	Freqüência central de um transdutor, de um sistema ou de um filtro que simule um transdutor ou um sistema.
FFT	<i>Fast Fourier Transform.</i>
FIR	Filtro com resposta impulsiva finita, chamado de <i>Finite Impulse Response.</i>
FM	<i>Frequency modulation.</i>
<i>FQ</i>	Fator de qualidade de um filtro que simule um transdutor ou um sistema, relacionado com a largura de banda do sistema ou transdutor.
FtCrt	Fator de Crista.
FT	Função de Transferência de um sistema, par de Fourier da sua Resposta Impulsiva (RI).
IEC	<i>International Electrotechnical Commission.</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform.</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization.</i>
MLS	<i>Maximum Length Sequence.</i>
PF	Painel frontal de um aplicativo desenvolvido em LabVIEW.
PSD	<i>Power Spectral Density.</i>
RF	Resposta(s) em Freqüência.

RI	Resposta Impulsiva de um sistema, par de Fourier da sua Função de Transferência (FT).
RIE	Resposta Impulsiva Espacial de um sistema.
RMS	<i>Root Mean Squared</i> , ou seja, raiz quadrada da média entre os quadrados de uma série valores.
SAC	<i>Spatial Averaging Correction</i> .
SI	Sistema Internacional de Unidades, também conhecido com sistema métrico.
S/R	Sinal/Ruído (utilizado como “relação S/R”).
TF	Transformada de Fourier.
TIF	Transformada Inversa de Fourier.
TL_{gl}	Curva teórica da perda (de potência) na transmissão gerada pela amostra de glicerol e água.
TL_{pel}	Perda (de potência) na transmissão devido à inserção de uma membrana de látex no campo ultra-sônico.
TL_{ref}	Perda (de potência) na transmissão de uma amostra de referência.
TL_R	Perda (de potência) na transmissão devido à reflexão na interface água/mistura, em função da diferença entre as impedâncias acústicas da água e da mistura.
VIM	Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia.

1. INTRODUÇÃO

O conhecimento das propriedades dos chamados “pulsos codificados” não é recente, tendo-se passado algumas décadas desde que as primeiras aplicações fizeram uso deles, inicialmente em sistemas de radar. Um vocábulo de origem onomatopéica que descreve o trinado de aves e sons de alta frequência gerados por alguns insetos foi utilizado para denominar o tipo mais tradicional de pulsos codificados: *chirp*. Chama-se de pulso codificado àquele que foi gerado segundo uma técnica que permita a decodificação da resposta de um sistema a sua excitação, através de processamento de sinais. Geralmente, a decodificação envolve o próprio sinal de excitação, no domínio do tempo ou da frequência, e resulta na extração de informações sobre o sistema que só poderiam ser possíveis com sinais ideais. Por exemplo, com a decodificação do *chirp* pode-se obter a Resposta Impulsiva do sistema excitado, o que só é possível, teoricamente, com o irrealizável impulso ideal. O *chirp* se constitui em uma excelente aproximação digital do impulso ideal.

Recentemente, nos últimos 5 a 10 anos, o uso de sinais codificados vem experimentando um renascimento considerável, e novas aplicações surgem constantemente. O principal motivo do aumento e da difusão das aplicações é a viabilidade econômica da aquisição dos processadores digitais e aumento de sua capacidade de realizar operações a velocidades cada vez maiores. Hoje em dia, um microcomputador pessoal tem maior capacidade de processamento do que os grandes computadores das décadas de 1960 e 1970. Com isso, e com o desenvolvimento de plataformas computacionais, para uso científico, mais acessíveis, a programação de complexos algoritmos para processamentos digitais de sinais está ao alcance de muitos.

A aceitação que os sinais codificados, como o MLS (*Maximum Length Sequence*) e a varredura de senos, vêm experimentando em acústica (*airborne acoustics*) é notável, com diversas aplicações já plenamente desenvolvidas, principalmente na Alemanha e no Brasil. Há cerca de 5 ou 6 anos, o Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial (Inmetro) vem desenvolvendo, de maneira pioneira, aplicações metrológicas com base em uma codificação redescoberta, ou melhor, pode-se dizer, reinventada, para utilização em ensaios e calibrações acústicas e de vibrações. Sua utilização compreende a linha de pesquisa de novas aplicações mais bem definida da Divisão de Acústica e Vibrações do Inmetro, com diversas teses de mestrado e doutorado realizadas em parcerias com universidades do Brasil e do exterior. Muitas

aplicações desse tipo de excitação já estão sendo, inclusive, inseridas em normas internacionais. No entanto, o uso dessa codificação específica é, até o momento, inédito em ultra-som visando aplicações biomédicas e/ou metrológicas, embora codificações bastante semelhantes existam para aplicações de sonar e radar. Essa codificação, elaborada com base no desenvolvimento realizado no Inmetro, mas aplicada em ultra-som, será denominada CEP, oriundo de *Coded Excitation Pulse*, para estabelecer um vínculo da técnica com a nomenclatura internacional empregada na área.

Em ultra-som na área biomédica, o uso de *chirps* para a geração de imagens está bastante disseminado, estando disponível, inclusive, em vários equipamentos comerciais, permitindo imagens mais nítidas, mesmo em tempo real. No entanto, em metrologia na área de ultra-som, o uso de sinais com codificação do tipo *chirp* ainda não atingiu sua plenitude. O potencial é imenso, e apenas começa a ser explorado, sendo poucos os pesquisadores que têm se aventurado nos domínios dos pulsos codificados para gerar aplicações metrológicas. Em metrologia primária, desenvolvida por poucos laboratórios no mundo, isso é compreensível, uma vez que técnicas internacionalmente aceitas e consolidadas estão disponíveis em todas as áreas. Entre a descoberta e completa validação metrológica de uma técnica, podem se passar anos, muitas vezes décadas, e em muitos casos o esforço inicial não é atrativo para os grandes institutos de metrologia. Por isso, utilizar pulsos codificados, como os *chirps* ou as varreduras de senos, em aplicações metrológicas na área de ultra-som pode ser considerada pesquisa de ponta no cenário internacional.

1.1. Objetivo

O objetivo desta tese é estudar a codificação denominada CEP, da família das varreduras de senos ou *chirps*, utilizando-a como sinal de excitação para o desenvolvimento ou aprimoramento de protocolos de medição. O enfoque das aplicações metrológicas é voltado para instrumentação utilizada na área biomédica. O estudo é baseado em simulações computacionais e, principalmente, realizações experimentais, procurando, sempre que possível, comparar procedimentos metrológicos estabelecidos com os desenvolvidos para atender ao objetivo desta tese.

1.2. Organização do texto

No Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica, no qual procurou-se estabelecer o estado da arte no que concerne o desenvolvimento e a utilização das varreduras de senos

em ultra-som. Serão abordados, na revisão, os temas “Formação de imagens em sistemas biológicos” (Seção 2.1), “Aplicações em Ensaio Não Destrutivos” (Seção 2.2), “Calibração de hidrofones” (Seção 2.3) e “Varreduras lineares e não-lineares” (Seção 2.4).

No Capítulo 3 são apresentados, amiúde, os fundamentos teóricos que embasam o desenvolvimento de toda a tese. Nesse capítulo, são estabelecidas as marcantes diferenças entre os *chirps*, tal qual apresentados na literatura internacional, e a codificação desenvolvida no Inmetro. A formação do feixe ultra-sônico na água, meio geralmente utilizado nas calibrações e ensaios em ultra-som, tem um papel de destaque ao se estabelecer um protocolo de medição, porquanto a Seção 3.1 se atém aos seus princípios físicos. Tópicos básicos em processamentos de sinais são revistos para uniformizar a linguagem adotada nos capítulos seguintes, como “Identificação de sistemas lineares” (Seção 3.2), “Tipos de sinais de excitação” (Seção 3.3) e “Aumento da relação sinal/ruído” (Seção 3.4). Embora esses tópicos sejam de amplo conhecimento, o tom adotado no texto foi o de aproximar a teoria existente à aplicação específica desta pesquisa. A Seção 3.5 apresenta a dedução da expressão mais importante na formulação do CEP, e pode ser considerada o cerne do desenvolvimento teórico da codificação estudada. As diversas simplificações utilizadas na dedução ajudam a explicar o comportamento das varreduras, observado experimentalmente por alguns autores cujos trabalhos foram relacionados na Revisão Bibliográfica. Na Seção 3.6, é feito uso da relação deduzida na seção anterior para explicar a forma como são realizadas a codificação e a decodificação do CEP. A codificação pode servir como base para diversas técnicas de identificação de sistemas, mas na Seção 3.7 é explicado o uso particular que será dado ao CEP no que concerne a prescrição de sua magnitude espectral, a partir do que ele será batizado CEP-AMag (CEP com magnitude espectral arbitrária). São tecidas, na Seção 3.8, considerações sobre o uso, vantagens e desvantagens da utilização do CEP. Finalmente, na Seção 3.9, é feito um resumo dos passos a serem seguidos para se utilizar uma codificação do tipo CEP na identificação de sistemas.

Grande esforço computacional foi realizado ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho. O Capítulo 4 apresenta um compêndio dos programas e rotinas criados para dar suporte às análises dos experimentos e para melhor compreensão dos princípios físicos envolvidos. Todas as rotinas e aplicativos ali descritos foram desenvolvidos para

este trabalho, o que os tornam contribuições inéditas da tese. As seções desse capítulo que apresentam simulações computacionais são autocontidas, i.e., todas as etapas, incluindo Resultados e Discussão, estão reunidas. Essa abordagem foi adotada para melhor compartimentar os passos sucessivos seguidos durante o trabalho. Assim, o leitor não terá que ler, inicialmente, diversos resultados de atividades distintas e, somente após, ter acesso às discussões pertinentes. Acredita-se que essa abordagem venha a facilitar a compreensão do trabalho.

O Capítulo 5 reúne todos os 4 experimentos realizados para validar o uso do CEP em aplicações metrológicas. Tal qual no Capítulo 4, cada seção contém todas as etapas da apresentação do experimento, incluindo Materiais e Métodos, Resultados, Discussão e Conclusão. Cada seção pode ser vista como uma atividade independente, o que deve facilitar a análise por parte do leitor. Na Seção 5.1 está descrito o primeiro experimento utilizando o CEP, no qual foi mostrado ser possível aumentar a largura de banda da resposta de um sistema a uma excitação apropriadamente codificada. Já na Seção 5.2, uma aplicação metrológica muito comum, a medição de atenuação ultra-sônica de uma amostra de material, foi realizada com o CEP, comparando-se os resultados obtidos com um protocolo tradicional. Na Seção 5.3, a calibração de transdutores foi realizada seguindo 3 protocolos distintos, um dos quais inédito e especialmente desenvolvido para utilizar o CEP. A Seção 5.4 traz a descrição, resultados e conclusões do experimento de calibração de hidrofones, realizada com o CEP e com um procedimento tradicional, esse último internacionalmente normalizado.

O Capítulo 6 apresenta uma análise final da tese.

Como complemento de informações, o Apêndice A traz uma revisão sobre as Técnicas de Calibração de Hidrofones. O Apêndice B, por sua vez, lista todas as rotinas desenvolvidas em MatLab, descritas no Capítulo 4.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em ultra-som, diversas técnicas para codificar sinais de excitação têm sido empregadas para melhorar a extração de parâmetros quantitativos e qualitativos das respostas do meio de propagação a esses sinais. Nesse contexto, “codificar” significa gerar o sinal a partir de alguma regra pré-estabelecida, com o intuito de melhorar alguma característica de interesse, geralmente resolução axial (temporal)¹ e largura de banda. A associação de resolução axial com formação de imagens por ultra-som é imediata [2], mas o conceito não se restringe a essa aplicação. Por exemplo, uma boa resolução axial permite um posicionamento mais preciso do eixo do feixe ultra-sônico, procedimento importante na calibração de hidrofones [3]. De forma análoga, a resolução temporal está diretamente relacionada com a incerteza na determinação do “tempo de vôo” (*time of flight*) e a velocidade de propagação ultra-sônica, parâmetros importantes na calibração de blocos padrão para ensaios não destrutivos [4].

O produto da duração do sinal T pela largura de banda B , ou produto TB – *time-bandwidth*, também é denominado razão de compressão do pulso (*pulse compression ratio*), segundo [5], pg 325. O produto TB costuma ser utilizado para relacionar o ganho de uma determinada codificação em relação a um sinal mono-freqüência ou em relação a um impulso, uma vez que, para o tom puro e para sinais impulsivos, esse produto é aproximadamente igual a 1 [2] e [18]. Uma vez que a resolução axial é aproximadamente igual à metade da largura do pulso ultra-sônico, quanto maior for a largura de banda, melhor (numericamente menor) será essa resolução, já que:

$$r_a = \frac{l}{2} = \frac{c_0 \cdot T}{2} = \frac{c_0}{2 \cdot BW} \quad (1)$$

¹ Resolução axial e resolução temporal estão mutuamente relacionadas pela transformação do domínio do tempo para o domínio espacial. A equação $p(x,t) = \rho_0 c_0^2 \cdot \exp[-j \cdot (k \cdot x - 2\pi f_0 \cdot t)]$ pode ser utilizada para quantificar a relação entre os domínios, onde $p(x,t)$ é a pressão acústica de pequena amplitude da onda unidimensional mono-freqüência (tom puro), se propagando em um meio homogêneo, em função do afastamento x em relação à origem do sistema de coordenadas e do tempo t decorrido desde o início da propagação, ρ_0 é a densidade média do meio em repouso, c_0 é a velocidade de propagação do som no meio, k é a constante de propagação (tal que $k = 2\pi f_0 / c_0$) e f_0 é a freqüência da onda [1].

onde r_a é a resolução axial, l é o comprimento do pulso, c_0 é a velocidade de propagação do som, T é a duração do pulso e BW é sua largura de banda. Portanto, para uma boa resolução axial utilizando sinais mono-freqüência, pulsos curtos (1 ou 2 ciclos, por exemplo) devem ser utilizados. Por outro lado, pulsos de longa duração são utilizados quando se pretende excitar um sistema com mais energia sem aumentar a amplitude do sinal, conseqüentemente melhorando a relação sinal-ruído (S/R) da resposta, considerando ruído não correlacionado com o tom puro (definição segundo [6], Eq. 6.52, pg 204). Se o sinal em questão for mono-freqüência, aumentar sua duração acarreta em uma resposta com menor largura de banda e, conseqüentemente, pior resolução axial, segundo (1). Com o uso de sinais modulados em freqüência, com duração maior do que um pulso curto e, simultaneamente, cobrindo uma faixa larga de freqüências, é possível contornar a limitação de $T \cdot BW \cong 1$ dos tons puros, proporcionando um aumento no produto TB [2]. A melhoria da relação S/R também é assegurada, uma vez que pulsos longos possuem mais energia que pulsos de curta duração de mesma amplitude. Talvez por essa razão, e por ser de relativamente fácil implementação, a codificação de sinais de ultra-som mais usual para melhorar o produto TB e a relação S/R é a modulação em freqüência, em particular o *chirp*.

As primeiras aplicações do *chirp*, que, em português, pode ser denominado varredura de senos, ocorreram em sistemas de radares, já sendo de amplo conhecimento desde o início da década de 1960 [1], embora sua fundamentação teórica tenha se iniciado ainda durante o período da 2ª Guerra Mundial [7]. Desde então, diversas nomenclaturas têm sido utilizadas para fazer referência a essa técnica. Entre elas estão:

- *Matched-filter pulse-compression system* – [8];
- “*Matched nonlinear*” *modulation technique* (utilizando sinais casados não-lineares modulados em freqüência – *MNLFM-signals*) – [9];
- *Spread energy method* – [10] e [11];
- *Nonlinear frequency modulation chirps* – [12];
- *Chirp-coded* ou *Coded excitation* – [2], [13], [14], [15], [16] e [17];
- *Coded signals* – [18];
- *Pulse compression* – [15], [16] e [19];
- *Pulse elongation and deconvolution* (PED) – [20];

- *Time-gating frequency analysis* (TGFA) – [21];
- *Time-gated time-delay spectrometry* – [22];
- *Coded excitation pulse with arbitrary magnitude* (CEP-AMag) – [23] e [24];
- *Sweep* ou *swept-sine* (termos normalmente empregados em acústica – *airborne acoustics*) – [25], [26], [27], [28], [29] e [30].

Em linhas gerais, todas as nomenclaturas apresentadas dizem respeito a princípios semelhantes para a síntese do sinal de excitação e posterior análise do sinal de resposta de um sistema a essa excitação. Há algumas nuances que diferem uma técnica da outra, mas em comum há duas características: o sinal de excitação é uma varredura de senos cuja frequência é uma função monótona estritamente crescente (ou estritamente decrescente) do tempo, e o produto TB do sinal recebido é minimizado (pulso comprimido) por pós-processamento via deconvolução (ou correlação cruzada). Em ultra-som, o termo mais genérico que compreende os princípios descritos é *chirp*, ou *frequency-modulation* (FM) *chirp*.

2.1. *Chirp* na formação de imagens ultra-sônicas em sistemas biológicos

No final da década de 1970, Takeuchi [10] foi o primeiro autor a propor a aplicação de sinais de excitação codificados em instrumentação de ultra-som usados em medicina, de acordo com Misaridis [18]. Segundo Takeuchi, para se obter uma boa largura de banda da saída com os sistemas ultra-sônicos, utiliza-se, tradicionalmente, um pulso de excitação de curta duração, idealmente um impulso, matematicamente representado pelo delta de Dirac: $\delta(t-t_0)$. No entanto, como o sistema deve ser excitado dentro de sua faixa dinâmica, há um limite superior da máxima potência de excitação, imposto pelo próprio sistema. Excitações com amplitude fora dos limites lineares da faixa dinâmica dos equipamentos vão gerar distorções no sinal de ultra-som. Por outro lado, como o tecido biológico apresenta elevada atenuação da onda ultra-sônica, excitações de pouca potência não geram boa relação S/R do eco de regiões mais profundas ou do sinal transmitido através do tecido. A distribuição da energia no sinal de excitação, tornando-o mais longo, foi proposta como uma alternativa para suplantar essa limitação, tomando-se como base conhecimentos e aplicações prévias em sonar e radar. Isso é possível utilizando um sinal de banda larga para o qual cada componente em frequência apresente uma fase distinta. Entre um sinal “distribuído” (fases distintas

para cada componente espectral) e um sinal “concentrado” (todos os componentes espectrais com mesma fase, tal qual em um impulso), ambos apresentando a mesma largura de banda, o primeiro apresentará produto TB maior. Em sua aplicação prática, Takeuchi constatou que o sinal codificado em fase, utilizando um algoritmo denominado “*Golay Code*”, é mais apropriado para aplicações em tecidos humanos (ultra-som abdominal – [11]). Vale observar que todo o processo de geração do sinal codificado, bem como a decodificação do eco, foi realizado, por ele, de forma analógica.

Anos antes, em 1970, Millet [8] foi capaz de construir um banco de filtros “passa-tudo” em cascata no qual um pulso de produto TB igual a 22 e com envelope constante, com 4 μs de duração (pulso transmitido), pode ser comprimido para menos de 0,25 μs , após ser recebido e decodificado. O banco de filtros foi construído de forma a compensar o atraso de grupo (ver Seção 3.6) do pulso expandido, resultando assim em um pulso comprimido. Apesar de não ter utilizado o sistema de geração e compressão do sinal em sistemas biológicos, Millet apresentou a relação que deve existir entre o atraso de grupo e o espectro do sinal de excitação (pulso expandido) para manter constante o envelope do sinal. Essa relação, a ser discutida em detalhes no próximo capítulo, tem sido empregada por diversos autores [9], [18], [27] e [29], para construir excitações codificadas com magnitude arbitrária do espectro de frequência, tal qual o CEP-AMag [23]. A relação descrita em (2), a seguir, garante a construção de uma varredura de senos com potência instantânea (ou envelope) constante [8], [18] e [27].

$$-\frac{d\tau(f)}{df} = C|X(f)|^2 \quad (2)$$

onde $\tau(f)$ é o atraso de grupo, $X(f)$ é o espectro pré-definido da varredura de senos e C é uma constante. A dedução de (2) será realizada na Seção 3.5. Por definição [31], o atraso de grupo é a derivada da fase espectral $\Phi(f)$ do sinal em relação à frequência f , multiplicada pela constante $-1/2\pi$, conforme (3).

$$\tau(f) = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi(f)}{df} \quad (3)$$

Já na era digital, Rao [32] realizou simulações do uso de varreduras de senos,

tanto em meios sem atenuação (aproximadamente o comportamento da água) quanto em tecidos biológicos. No segundo caso, o autor simulou tecidos biológicos apresentando atenuações linearmente proporcionais à frequência, com coeficientes de atenuação de 1,72, 0,86 e 0,43 dB/(cm·MHz). Foi demonstrado que as vantagens do aumento da relação S/R proporcionada pela varredura de senos é diminuída quanto mais atenuante for o meio de propagação, posto que a potência do sinal de eco é função da própria atenuação do meio. Sendo a atenuação crescente com a frequência, quanto mais longa for a propagação do sinal no meio atenuante, tanto menor será a largura de banda do eco, portanto menor será o produto TB da resposta. Mas, em se comparando com a excitação tradicional para geração de imagens por ultra-som (pulsos de curta duração), para a mesma amplitude do envelope de ambas excitações, a resposta à varredura, depois de decodificada, sempre apresentará vantagens, com um limite máximo imposto pela atenuação. Ainda segundo Rao, o uso da varredura de senos não será, por si só, capaz de eliminar o ruído de interferência devido ao espalhamento de alvos distantes entre si menos do que a resolução axial do pulso comprimido (conhecido como *speckle noise*).

Para se obter a Resposta Impulsiva Espacial de um meio de propagação (RIE, conforme definição de [33]), Rao utilizou a correlação cruzada entre a excitação $x(t)$ (nesse caso, uma varredura de senos) e a resposta do sistema (eco) $y(t)$ para comprimir o pulso resultante. O processamento, conhecido com filtragem com filtro casado² [7], [18] e [34], foi realizado no domínio do tempo. Na prática, a correlação-cruzada entre a entrada e a saída do sistema pode ser entendida como a auto-correlação do sinal de entrada, convoluída com a RIE do sistema. Matematicamente,

$$r(t) = x(t) \bullet y(t) = x(t) \bullet x(t) * h(t) = ACorr[x(t)] * h(t) \quad (4)$$

onde $r(t)$ é a correlação cruzada entre o sinal de entrada $x(t)$ e o da saída $y(t)$, e $ACorr[\bullet]$ representa a auto-correlação do argumento, uma vez que $y(t) = x(t) * h(t)$,

² Filtro casado, ou *matched-filter*, é aquele cuja Resposta em Frequências (RF) é o complexo conjugado da RF da excitação mecânica. Observando as variáveis em (4), o filtro casado seria representado por $X^*(f)$, ou seja, o complexo conjugado da RF da excitação $x(t)$.

$h(t)$ representando a RIE do sistema. Vale observar que a auto-correlação de uma varredura de senos é aproximadamente um impulso que apresenta lóbulos laterais, como pode ser observado na coluna 2 da Figura 1e.

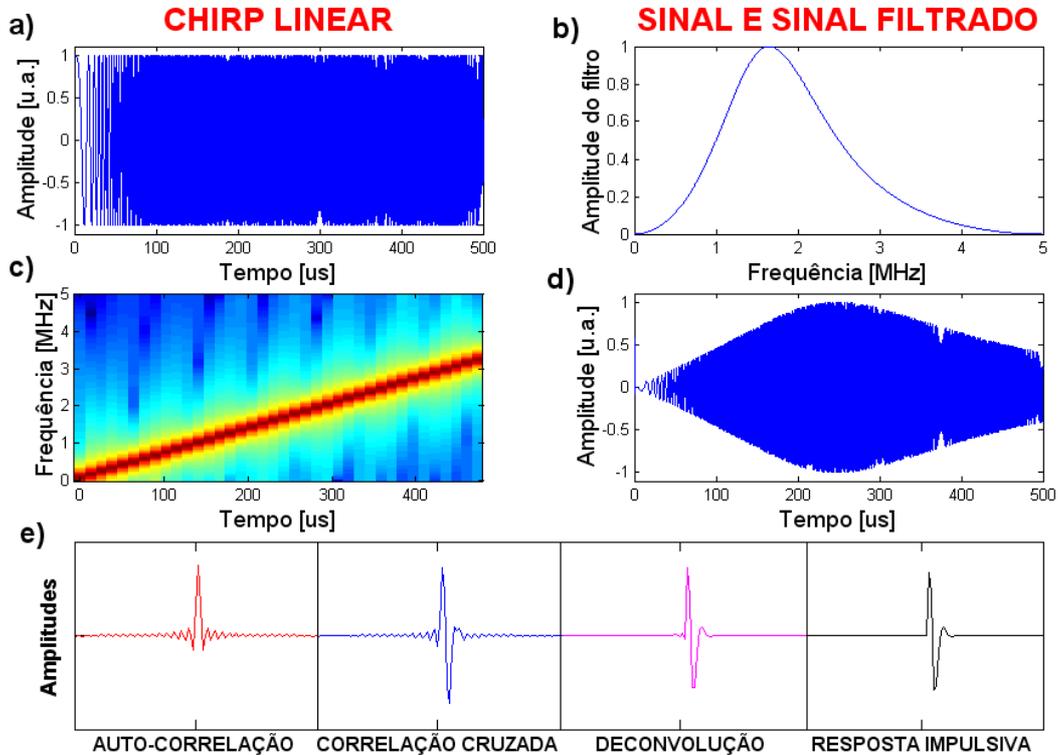


FIGURA 1. Processamentos de sinais para compressão da resposta de um sistema a uma varredura de senos: a) Varredura de senos linear em função do tempo; b) Resposta em frequência de um sistema simulado; d) Resposta do sistema, no domínio do tempo, à varredura; c) Distribuição tempo-freqüência da varredura; e) Da esquerda para a direita: auto-correlação da varredura, pulso comprimido por correlação cruzada, pulso comprimido por deconvolução, e Resposta Impulsiva do sistema.

Haider *et al* [20] introduzem a deconvolução, no domínio da frequência, do espectro do sinal de saída pelo espectro do sinal de excitação como processamento digital para gerar a compressão da resposta, cuja Transformada Inversa de Fourier (TIF) produz a RIE. Segundo os autores, com a técnica por eles denominada PED (*Pulse Elongation and Deconvolution*), os artefatos gerados pelos lóbulos laterais são suprimidos. A formulação matemática empregada por eles é idêntica à de (48) e (49), apresentadas em detalhes na Seção 3.6 (pág. 45). Esse efeito pode se observado comparando a segunda e a terceira colunas do gráfico da Figura 1e. A Função de Transferência (FT) do sistema desse exemplo foi simulada com um filtro Butterworth de ordem 1, e uma varredura linear de 500 μs é empregada como sinal de excitação. A rotina que gerou os gráficos da Figura 1, *Autocorrela.m*, está listada no Apêndice B.

Alguma otimização é possível nos parâmetros de geração e deconvolução do sinal, implicando melhorias sutis na formação de imagens [15]. Como a convolução é idêntica à correlação cruzada com o eixo temporal invertido [2], e como ambas operações devem ser realizadas, *a priori*, no intervalo $-\infty \leq t \leq \infty$, deconvoluir ou aplicar correlação cruzada são processos equivalentes. Tanto a correlação cruzada, que utiliza o complexo conjugado da Resposta em Freqüência (RF) da entrada como filtro (filtro casado), quanto a deconvolução, que utiliza o inverso da RF da entrada como filtro, são simplificações do filtro de Wiener, considerada a solução ótima para recuperar a FT, ou a Resposta Impulsiva (RI), de sistemas [34].

A deconvolução no domínio da freqüência, seguida de TIF, serão utilizadas nesta tese para comprimir a resposta do sistema à varredura de senos (ver Seção 3.6).

Com o aprimoramento dos micro-processadores digitais e desenvolvimento de equipamentos com maior capacidade de geração e armazenamento de dados, o uso da varredura de senos na formação de imagens em sistemas biológicos tem se mostrado viável mesmo em tempo real [16]. Melhorias tanto na resolução axial quanto na lateral (utilizando uma matriz de transdutores) foram observadas pelos autores.

Varreduras de senos têm sido, também, empregadas com sucesso, e *in vivo*, tanto na estimativa de atenuação ultra-sônica do osso [17] quanto na obtenção de imagens abdominais [2]. Em ambos os casos, as imagens formadas com a varredura de senos foram significativamente melhores do que as formadas, nas mesmas regiões, com o método convencional de pulso-eco.

Medições de escoamento (a partir da variação de freqüência provocada por alvos móveis – efeito *Doppler*) também já foram realizadas com a técnica de alongamento e compressão do pulso [35].

Na geração de imagens empregando agentes de contraste, além da limitação da amplitude do sinal de excitação imposta por questões de segurança e saúde, existe a limitação que deve ser atendida para não destruir a bolha. Agentes de contraste são micro-bolhas, com diâmetro entre 1 e 10 μm , geralmente preenchidas com gás ou líquido, podendo ser encapsuladas ou não [36] e [37]. Ao serem excitadas, as micro-bolhas oscilam de forma não-linear, i.e., a variação (negativa) do raio, quando a pressão no meio externo aumenta, é menor, em módulo, do que sua variação (positiva) quando há rarefação do meio externo. Devido a isso, o eco ultra-sônico produzido por um

agente de contraste é rico em harmônicos, e as não-linearidades são tanto maiores quanto maior for a amplitude da onda acústica incidente. O limite, como já citado, é a resistência das paredes da bolha. Borsboom *et al* [14] propuseram a utilização dos benefícios da varredura de senos como sinal de excitação. Simularam, computacionalmente, a resposta de uma bolha comercial SonoVue™ à varredura com 9,4 μ s de duração, com frequência central de 2 MHz e 0,45 de largura de banda relativa e compararam com o resultado obtido com uma excitação em forma de um pulso Gaussiano de iguais “frequência central” e “largura de banda”. O *codec* (*codification-decodification*) utilizado foi tal que apenas o 2º harmônico da resposta foi comprimido e utilizado na comparação. Melhorias entre 10 e 13 dB foram observadas nas respostas às excitações de pico de pressão entre 50 e 300 kPa.

Em qualquer que seja a aplicação da varredura de senos em tecidos biológicos, a maior vantagem está na possibilidade de se obterem sinais de eco (após a decodificação) com muito mais intensidade do que se fossem utilizados pulsos convencionais. Por questões de prevenção de danos à saúde, a norma internacional que trata da segurança de equipamentos de diagnóstico por ultra-som (IEC 60.601-2-37 – [38]) estabelece limites máximos para o pico de intensidade que pode ser introduzido por ultra-som no corpo humano. Essa limitação é muito mais importante do que a limitação da faixa dinâmica dos aparelhos de geração de imagens, e impede que sinais convencionais de grande intensidade sejam empregados *in vivo*. A solução tem sido utilizar varreduras de senos, devido a sua capacidade de introduzir sinais com grande energia, mantendo baixas intensidades instantâneas.

Outras codificações, tais quais seqüências binárias semelhantes ao MLS (*Maximum Length Sequence* – [39]) também foram utilizadas, sempre como uma alternativa à varredura de senos na geração de imagens [10], [11], [13], [17], [18] e [20]. Aparentemente, as eventuais melhorias sugeridas, analisando os resultados obtidos com outras codificações, não estimulam seu uso devido às dificuldades de implementar os códigos. A varredura de senos (ou *chirp*) é o tipo de excitação codificada com maior aceitação e difusão de seus princípios teóricos dentre os profissionais que trabalham com geração de imagens em sistemas biológicos.

Dentre todas as referências pesquisadas, a tese de Misaridis [18] compreende o estudo mais detalhado e aprofundado sobre o uso de excitações codificadas na geração de imagens por ultra-som. Além de um detalhamento teórico sobre os princípios de

processamentos de sinais e geração da varredura de senos, é apresentada uma extensa comparação entre algumas técnicas de codificação. Foram avaliadas por simulação, testes com *phantoms* e *in vivo*, modulações em fase e frequência, além de códigos binários (*Barker code*) e *m-sequences* (formulação semelhante ao MLS – [39]). Os sinais modulados em frequência (*FM-chirps*) foram considerados os melhores e mais robustos entre as codificações avaliadas. Melhorias da relação S/R entre 10 e 20 dB foram observadas com a varredura de senos.

2.2. Aplicações em Ensaios Não Destrutivos

Da mesma forma que no ultra-som em Medicina, o uso de varredura de senos em Ensaios Não Destrutivos (END) apresenta vantagens no aumento do produto TB. Aliás, em meios com baixa atenuação (como a água e metais), o aumento é ainda mais evidente, o que gera sinais de eco com ganhos elevados, comparando-se com impulsos tradicionais. Portanto, todos os benefícios apontados na Seção 2.1 na formação de imagens podem ser considerados na utilização de ultra-som em END.

As aplicações mais comuns de ultra-som em END são a inspeção de soldas, [40] e [41], e avaliação das condições das paredes de vasos de pressão [42], [43], [44], [45], [46], [47], [48], [49], [50] e [51]. Os métodos normalizados sempre sugerem o uso de pulsos tradicionais, ficando o emprego de varreduras de senos praticamente restrito ao desenvolvimento acadêmico. Além de ser evidente o ganho na amplitude do sinal de eco obtido com codificações tipo *chirp* em relação ao impulso convencional, dada uma mesma amplitude de envelope do sinal de excitação, não há limitação de amplitude imposta por questões de saúde, tal qual se observa em tecidos biológicos *in vivo*. Porém, a necessidade de utilizar os equipamentos dentro da respectiva faixa dinâmica pode, sim, ser um fator limitante na aplicação de impulsos de grandes potências. O uso de varredura de senos foi realizado com sucesso também em END [19], assim como o foi o uso da deconvolução na identificação de falhas em soldas [52]. Certamente, uma maior difusão da técnica em aplicações industriais está subordinada à normalização, posto que os prestadores de serviços nessa área tendem a se ater a requisitos normativos a fim de simplificar o processo de Garantia da Qualidade (Acreditação, antigamente denominada “Credenciamento”, e/ou Certificação de Pessoal).

2.3. Calibração de hidrofones

Uma extensa revisão bibliográfica sobre esse assunto foi realizada para

fundamentar a pesquisa científica na qual esta tese se enquadra. Uma revisão detalhada encontra-se no Apêndice A, o qual contém as referências utilizadas na sua elaboração. No entanto, algumas referências que versam diretamente sobre o tipo de excitação utilizada neste texto serão comentadas a seguir.

Todas as normas internacionais utilizadas na calibração de hidrofones fazem menção apenas à magnitude da RF dos hidrofones a uma excitação mecânica, o que é diretamente relacionado à “sensibilidade” (ver o Apêndice A para as corretas definições). É de difícil realização prática a determinação da fase da RF, na maioria dos casos, posto que, para o sinal de excitação, é difícil uma referência de fase apropriada. Apenas recentemente um esforço foi realizado para se obter a fase na calibração de hidrofones. A deconvolução da resposta à excitação com um pulso codificado é a técnica que vem sendo comumente empregada [21] e [22]. Ambos artigos citados foram desenvolvidos em paralelo sem conhecimento mútuo, embora os procedimentos empregados sejam bastante semelhantes. Como na maioria dos demais casos de uso de varredura de senos, os autores optaram por um *chirp* linear. Um importante subproduto do método utilizado é a possibilidade de calibrar a fase do hidrofone, considerando que haja uma referência adequada. Devido ao seu comportamento, hidrofone de membrana pode ser utilizado como referência de fase em frequências abaixo da sua ressonância, por volta de 40 MHz para os coplanares e cerca de 20 MHz para os bilaminares com 25 μm de espessura do filme de PVDF [53] e [54], pg 60. A calibração da fase de transdutores ultra-sônicos é um assunto que vem despertando grande interesse por parte de diversos pesquisadores, como pode ser observado analisando os Anais do *International Conference on Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine* (AMUM, 2004), recente congresso organizado pelo *National Physical Laboratory* (NPL), em Teddington, UK, em Abril de 2004 [55], [56], [57], [58] e [59]. A deconvolução é uma ferramenta básica em todos os artigos citados, o que demonstra seu aspecto de estado da arte em metrologia na área de ultra-som.

Uma técnica que também utiliza varredura de senos é o *Time Delay Spectrometry* (TDS) [60]. No entanto, como a forma de se recuperar a RIE aplicando o TDS não é por deconvolução (ou correlação cruzada), ela difere das demais técnicas citadas no início deste capítulo, no tocante ao princípio físico e de processamento de sinais. Uma descrição detalhada da técnica pode ser encontrada no Apêndice A.

2.4. Varreduras lineares e não-lineares

Embora alguns autores tenham utilizado [9] e [18], ou mesmo feito referência à possibilidade de serem utilizadas [8], varreduras de senos não-lineares em ultra-som, há unanimidade em afirmar que a varredura linear se mostra tão eficiente quanto a não-linear, com a vantagem da primeira de ser mais facilmente gerada. No entanto, em todos os casos em que a varredura não-linear foi empregada, a magnitude do espectro de frequências do sinal codificado foi a própria magnitude da RF do transdutor emissor, ou, em alguns casos, uma RF que a aproximasse, teoricamente. Como resultado, o sinal emitido pelo transdutor teve seu espectro apenas amplificado. Já na faixa de frequências em que originalmente o transdutor não respondia bem, a potência não era aumentada. Assim sendo, o aumento do produto TB, associado ao ganho do processamento, se deu somente pelo aumento da duração do pulso, e não pelo aumento da largura de banda.

Em todos os casos, tanto nas varreduras lineares quanto nas não-lineares, destaca-se a construção da excitação no domínio do tempo. As ondulações (*ripples*) de Fresnel que surgem no espectro do sinal codificado foram citadas em praticamente todos os artigos revistos como sendo uma consequência inevitável da própria varredura de senos. O fato se torna ainda mais evidente devido à curta duração dos *chirps* empregados (entre 4 e 30 μs).

A proposta desta tese, conforme já foi publicado em [23] e [24], difere das encontradas na literatura por:

- utilizar o inverso da FT do sistema de geração de sinais para codificar a varredura de senos não-linear; com isso, a resposta do sistema à excitação assim gerada tem sua potência equalizada, dentro de uma faixa de frequências de interesse; o produto TB é aumentado, em consequência, devido à maior duração do sinal e, concomitantemente, ao aumento da largura de banda da resposta;
- codificar a excitação no domínio da frequência, o que evita as ondulações de Fresnel no espectro do pulso codificado (embora algumas imperfeições possam aparecer no envelope do sinal, no domínio do tempo);
- empregar pulsos de duração da ordem de grandeza de milissegundos, portanto cerca de 100 vezes mais longos que os encontrados na literatura, o que gera produtos TB bem maiores, consequentemente gerando pulsos comprimidos com amplitudes

proporcionalmente mais elevadas.

3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo, será apresentado o embasamento teórico empregado no desenvolvimento desta tese.

3.1. Formação do feixe ultra-sônico na água

Medições do campo ultra-sônico gerado por equipamentos biomédicos são realizadas, na grande maioria dos casos, utilizando-se água como meio de propagação. Em geral, a fonte de ultra-som nessas aplicações é um transdutor circular, atuando como um pistão, podendo ser focalizado (côncavo) ou plano, e de diâmetro finito, isto é, com ordem de grandeza semelhante à ordem de grandeza do comprimento da onda acústica por ele gerada. O formato do feixe ultra-sônico na água é de suma importância na caracterização da medição, e um conhecimento detalhado do mesmo aumenta a precisão das medições realizadas. Em função do tipo de sinal e do meio, podem ser adotadas abordagens lineares ou não lineares na descrição teórica da formação do feixe ultra-sônico. A medição da onda ultra-sônica deve ser feita cuidadosamente, consoante com as características físicas do feixe, levando em conta a instrumentação disponível. Eventualmente, correções podem ser necessárias para obter resultados mais fidedignos.

3.1.1. Teoria linear

Um das características mais evidentes no formato do feixe ultra-sônico gerado por um pistão, circular ou não, é causado pelo denominado Efeito de Borda (*edge effect*) [61]. Esse efeito gera interferências construtivas e destrutivas em uma região do campo denominada campo próximo, sendo observadas em ondas contínuas. Essas interferências não são tão evidentes em pulsos de curta duração [62] e [63]. O Efeito de Borda é originado pela difração da onda causada pelo transdutor, por ele ter uma abertura finita em relação ao comprimento de onda.

Cada elemento de área da superfície do transdutor pode ser considerado uma fonte pontual, e como tal é capaz de gerar ondas acústicas esféricas que poderão causar as interferências no campo formado (ver a Figura 2). O ponto **A** está afastado a distância **r** da superfície do transdutor de raio **a**, e está **r'** afastado do eixo central do pistão. As distâncias **d₁** e **d₂** representam os afastamentos do ponto **A** em relação às bordas mais próxima e mais distante, respectivamente. Expressões analíticas para a pressão em **A** estão disponíveis na literatura [64], e são relativamente simples de serem derivadas

devido à simetria axial do problema. Uma simplificação ainda maior é possível no caso em que $\mathbf{d}_1 = \mathbf{d}_2$, ou seja, o ponto A está sobre o eixo de simetria do transdutor [64]. Nesse caso particular, a Eq. 8.31b da referência [65], reproduzida em (5), expressa a amplitude da pressão acústica em função da distância r ao centro do pistão, sendo válida para ondas contínuas.

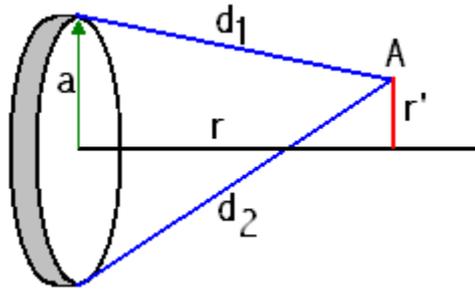


FIGURA 2. Representação de um ponto A posicionado no campo acústico gerado por um pistão plano, com raio a .

$$p(r) = 2 \cdot \rho_0 c_0 \cdot U_0 \left| \operatorname{sen} \left\{ \frac{1}{2} k r \left[\sqrt{1 + \left(\frac{a}{r} \right)^2} - 1 \right] \right\} \right| \quad (5)$$

onde ρ_0 e c_0 representam a densidade e a velocidade de propagação acústica do meio, respectivamente, U_0 é a amplitude da componente normal da velocidade da face do transdutor e k é a constante de propagação. A Figura 3 apresenta o gráfico da amplitude normalizada $p/(2 \cdot \rho_0 c_0 \cdot U_0)$ em função da distância normalizada r/a , no caso particular em que $a/\lambda = 4$. A distância r_{ap} , descrita em (6), é a posição do último máximo na direção crescente de r , sendo considerada o ponto de separação entre o campo próximo e o campo distante (ou afastado, ou remoto), a partir do qual a amplitude da pressão decai com r . No exemplo da Figura 3, $r_{ap} \cong 4 \cdot a$.

$$r_{ap} = \frac{a^2}{\lambda} - \frac{\lambda}{4} \quad (6)$$

Segundo [66], se $r > 6.41 \frac{a^2}{\lambda}$, então (5) pode ser aproximada para a equação de campo afastado $p(r) = (k\rho_0 c_0 U_0)/(2r)$, garantindo-se um erro inferior a 1% com a aproximação. Em geral, procura-se realizar as medições no campo afastado, a não ser quando os efeitos do campo próximo são de interesse na medição.

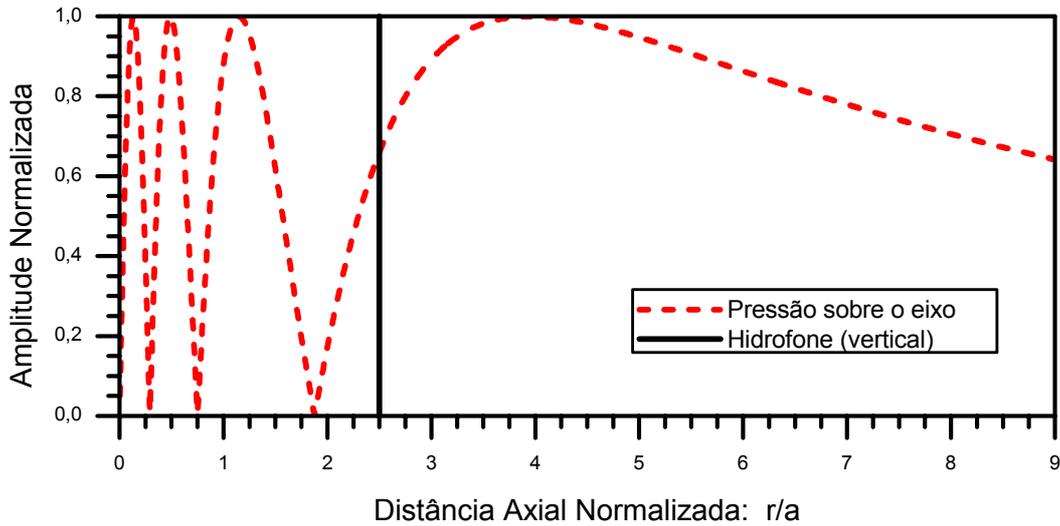


FIGURA 3. Amplitude da pressão gerada sobre o eixo de simetria de um pistão circular plano para $a/\lambda = 4$. A linha vertical contínua simula a posição de um hidrofone no campo gerado pelo pistão. No exemplo, o hidrofone está posicionado em $r = 2,5 \cdot a$, onde a pressão normalizada vale 0,663.

3.1.2. Correção devido às características dimensionais dos transdutores

A caracterização do feixe ultra-sônico é realizada com um transdutor, normalmente um hidrofone, que responde à pressão acústica sobre a superfície de seu elemento ativo. Em muitos casos práticos, o tamanho do elemento ativo do hidrofone não pode ser desprezado em relação à largura do feixe ultra-sônico, portanto ele não pode ser considerado um detector pontual. Os menores hidrofones disponíveis comercialmente têm diâmetro de 0,2 mm [67], o que equivale ao comprimento de onda de um tom puro de aproximadamente 7,4 MHz na água, e medições até 15 MHz [68], 25 MHz [69] ou mesmo 40 MHz [70] são praxe em metrologia na área de ultra-som, e, quanto maior a frequência, mais direcional é o feixe ultra-sônico. Para as frequências mais altas, dependendo das dimensões do elemento ativo e do diâmetro do feixe, a pressão incidente não pode ser considerada constante em toda a área do elemento ativo.

Como a resposta do hidrofone é a integral da pressão sobre a área do elemento ativo, para as altas frequências a pressão medida pode ser menor do que a pressão no centro do feixe, onde a pressão é máxima, em tese. Para calcular a pressão real que atingiria o hidrofone caso ele fosse um detector pontual, é aplicada uma correção a sua resposta, cuja formulação segue a mesma teoria usada para se chegar em (5), conforme [71] e [72]. A correção, denominada *Spatial Averaging Correction* (SAC), relaciona a distância entre os transdutores de emissão e recepção, seus diâmetros efetivos e a frequência (comprimento de onda) do tom puro. Há um critério adotado pela *International Electrotechnical Commission* (IEC) que estabelece a relação mínima da distância r entre os transdutores, raio do transdutor de emissão a_t e raio máximo do hidrofone a_{\max} , para que não seja necessária a correção, assegurando-se um erro menor do que 4% para esse efeito [73]. Medições realizadas com hidrofone contendo elemento ativo maior do que o estabelecido em (7) devem ser corrigidas, geralmente segundo [74], ou, mais recentemente, segundo [75].

$$a_{\max} = \frac{\lambda}{4} \cdot \sqrt{\left(\frac{r}{a_t}\right)^2 + 0,25} \quad (7)$$

Mesmo atingindo o critério de (7), a incerteza de 4%, cerca de 0,34 dB, pode ter um peso demasiado na composição da incerteza combinada de uma medição ou calibração. Isso é particularmente mais crítico quanto maior for a frequência, já que a largura do feixe é inversamente proporcional à frequência [21], [76] e [77]. Portanto, aplicar a SAC é ou, pelo menos, deveria ser usual em metrologia. Uma fórmula simplificada da correção δ é dada por (8).

$$\delta = \frac{0,3}{\alpha_{-6dB}^2 - 0,3} \quad (8)$$

onde α_{-6dB} é a razão entre a largura do feixe gerado pelo transdutor quando a potência cai 6 dB, e o diâmetro efetivo do hidrofone [78]. A largura do feixe pode ser medida, ou, como prefere adotar o NPL, calculada teoricamente. Uma formulação empírica, também simplificada, para a largura do feixe de -6 dB α_{-6dB} é apresentada em (9):

$$\alpha_{-6dB} = \frac{4,43 \cdot r}{k \cdot a_e} \quad (9)$$

onde r é o afastamento entre o transdutor e o hidrofone, k é a constante de propagação e a_e é o raio efetivo do hidrofone, tal que $a_e = \sqrt{a_g^2 + 1/(4f_0^2)}$, onde a_g é o raio geométrico do hidrofone, em mm, e f_0 é a frequência, em MHz, do tom puro sendo gerado pelo transdutor ([54] pg 109-112 e [78] pg 26-27). A largura calculada α_{-6dB} deve ser utilizada na solução de (8). A SAC, isto é, o valor pelo qual deve ser multiplicada a pressão medida por um hidrofone para se obter a pressão verdadeira que atinge seu elemento ativo, é dado por $(1 + \delta)$.

3.1.3. Teoria não-linear

A teoria adotada na formulação de (5) e (7) considera apenas os termos lineares da equação da onda, portanto é apenas uma aproximação da realidade. Os efeitos não-lineares da propagação da onda ultra-sônica em meios fluidos não podem ser arbitrariamente desprezados, sob pena do modelo teórico apresentar grandes discrepâncias em relação às medições realizadas [75] e [76], particularmente nos campos ultra-sônicos gerados por transdutores focalizados [75] e [77]. Os efeitos não lineares podem ser observados mesmo para pequenas amplitudes [78] e [79], a partir da propagação de apenas alguns comprimentos de onda [80] e [81], tanto em água quanto em outros líquidos [82] e [83]. Essencialmente, a propagação não-linear da onda ultra-sônica mono-freqüência faz com que a potência do componente espectral da freqüência fundamental seja gradativamente transferida para os harmônicos superiores, transformando uma onda originalmente senoidal em uma onda distorcida ou de choque [84]. Apesar do perfil da onda de choque ser, muitas vezes, comparado com o de uma onda tipo dente de serra [79], na verdade o pico negativo da onda é sempre menor do que o pico positivo [75] e [85], e a região ascendente da onda apresenta perfil curvo e não retilíneo (ver Figura 4). A teoria apresentada em [85] foi utilizada na simulação de uma salva de senóides (*burst*) distorcida devido à propagação não linear na água. A Figura 4 mostra a saída da rotina *Prop_não_linear.m*, listada no Apêndice B. Os valores das relações entre os harmônicos, apresentados no gráfico de baixo da figura, concordam com [79] para um parâmetro de distorção harmônica $\sigma \cong 5,7$, ou seja, a

onda de choque está completa – ver (11). A Figura 5 apresenta a evolução da composição dos harmônicos em função de σ .

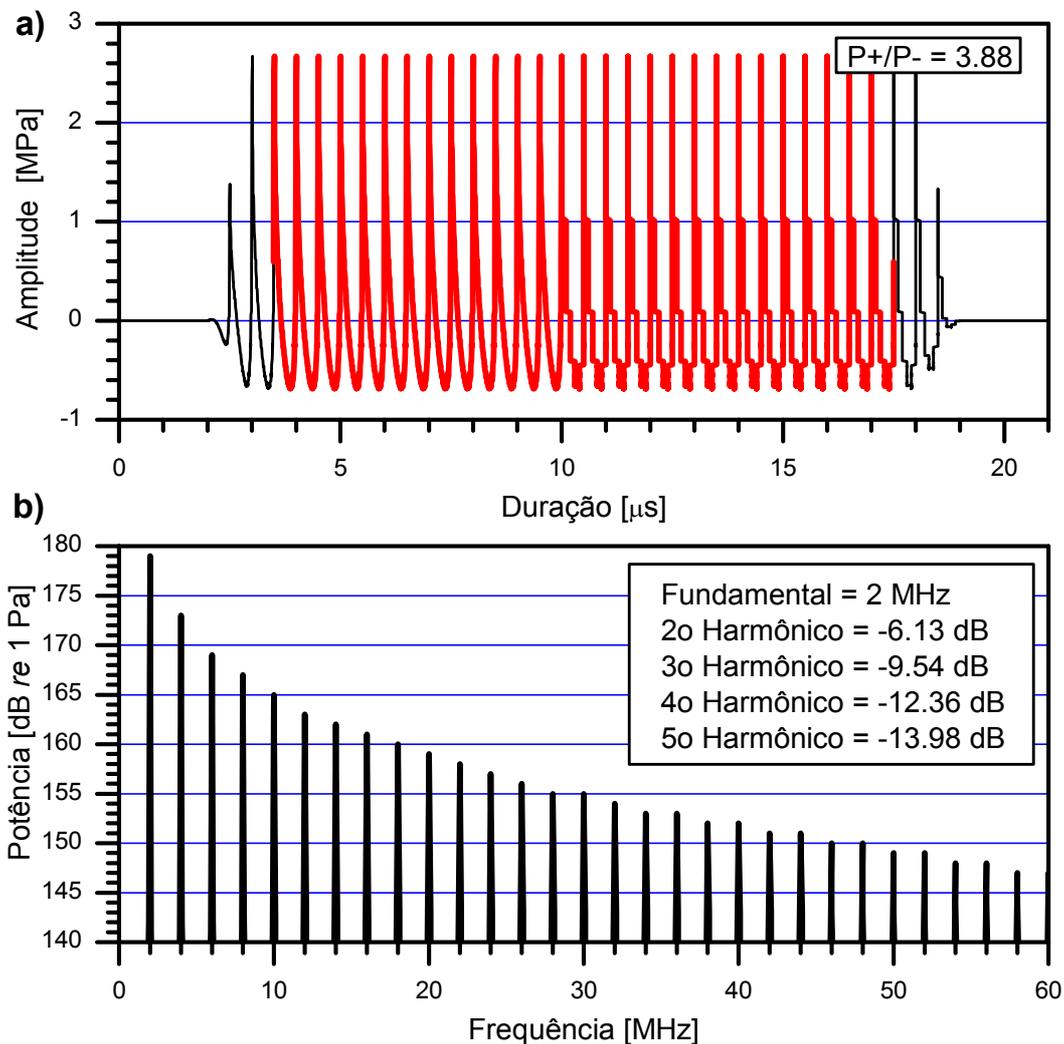


FIGURA 4. Exemplo de uma salva de senóides distorcida por propagação não linear. a) Gráfico da onda no domínio do tempo, mostrando a razão entre os picos positivo e negativo ($P+/P-$); b) Gráfico no domínio da frequência, apresentando a razão entre a potência dos harmônicos 2 a 5 em relação à fundamental, em dB, que está relacionada com o grau de distorção da onda. Para o exemplo da figura, $\sigma \cong 5,7$.

A não-linearidade pode ser matematicamente descrita ao serem considerados os termos de ordem superior na resolução da equação da onda, nos quais a velocidade de propagação da onda se torna dependente da velocidade da partícula. Durante a compressão (pico positivo da onda) a velocidade de propagação é maior do que durante a rarefação, e o perfil da onda se distorce [79]. A forma do feixe também é alterada, ficando mais direcional quanto maior for o harmônico gerado [86].

Um efeito decorrente da transferência da energia para as altas frequências,

particularmente evidente em tecidos biológicos, é o aumento da absorção, uma vez que esse efeito é diretamente proporcional à frequência. Ou seja, quanto maior for a energia nas altas frequências, maior será a atenuação causada por propagação nessas frequências.

Apesar do mecanismo de distorção da forma de onda ser fisicamente complexo, envolvendo geração de harmônicos e fenômenos de difração, dissipação e dispersão durante a propagação da onda acústica no meio fluido [85], modelos matemáticos estão disponíveis e são capazes de retratar com bastante fidelidade resultados experimentais [87], [88], [89] e [90]. Naturalmente, equipamentos apropriados possibilitam medições confiáveis, capazes de corroborar os modelos teóricos [91], o que era mais difícil de se obter em tempos remotos [92]. O modelo teórico no qual se baseia a maioria das aplicações experimentais atualmente é o descrito por Blackstock [87], que pode ser encontrado em formulações de fácil implementação computacional em [75], [79] e [85]. Um parâmetro utilizado para descrever o estágio de deformação não-linear da onda ultra-sônica é denominado grau de distorção harmônica σ , tal que, para onda plana:

$$\sigma = r\beta\epsilon k \quad (10)$$

onde $\beta = \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{B}{A}\right)$ [79], sendo a razão $\frac{B}{A} = 2\rho_0 c_0 \left(\frac{\partial c}{\partial p}\right)_{0,s}$ derivada para líquidos a partir da expansão em série de Taylor da relação entre pressão p e densidade ρ em um processo adiabático, tal que $\beta = 3,5$ para água à temperatura de 20 °C [93]. O valor de β é pouco sensível à variação da temperatura, sendo $\beta = 3,3$ à temperatura de 10 °C e $\beta = 3,6$ à 30 °C, segundo valores de B/A tabelados em [93]. Ainda em (10), r é a distância à face do transdutor, $\epsilon = U_0/c_0$ é o número de *Mach* acústico e k é a constante de propagação. Para onda plana, pode-se escrever $\epsilon = \sqrt{2I_0/\rho_0 c_0^3}$, onde I_0 é o valor RMS da intensidade na fonte, e ρ_0 , c_0 e U_0 são como anteriormente descritos (todas as grandezas em unidades do SI). A equação (10) pode ser, alternativamente, escrita como:

$$\sigma = 2\pi\beta \cdot \frac{P_0 f_0 \cdot \Delta t}{\rho_0 c_0^2} \quad (11)$$

onde P_0 é o valor RMS da pressão sonora na fonte e Δt é o “afastamento”, em escala de tempo, chamado atraso entre o centro do transdutor emissor e um ponto no campo ultra-sônico. Matematicamente, $\Delta t = r/c_0$. Os demais parâmetros são como descritos anteriormente. A representação do afastamento em escala de tempo (*delay*, em inglês) pode ser mais vantajosa do que em escala de distância porque, em geral, as medições são feitas com auxílio de um osciloscópio, onde o eixo horizontal é apresentado em base temporal.

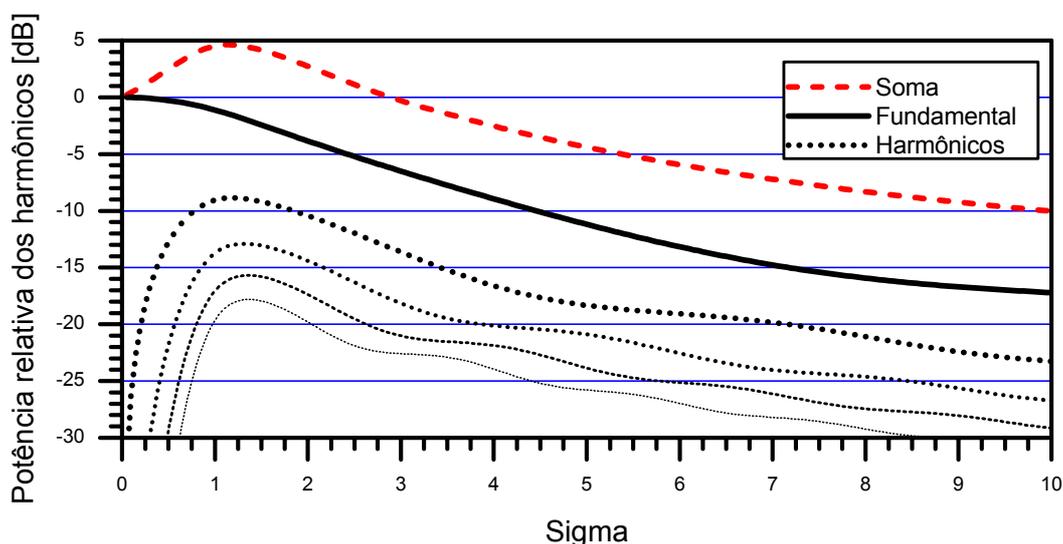


FIGURA 5. Evolução da potência da fundamental, dos harmônicos e da soma de todos os harmônicos em uma onda que se propaga de forma não-linear em um fluido atenuante. A descrição da linha vertical está na Seção 4.4.3.

O parâmetro σ é muitas vezes utilizado em substituição ao afastamento (r ou Δt), uma vez que são diretamente proporcionais. Portanto, a distorção aumenta proporcionalmente à distância da onda em relação à face do transdutor fonte. A partir da análise de σ , quatro regiões de propagação são, em geral, consideradas na literatura. Inicialmente, para $\sigma \ll 1$, a onda apresenta pouca distorção, podendo ser considerada ainda uma onda senoidal, caso a origem seja uma salva de senóides (*burst*). Para $\sigma = 1$, é considerado um choque fraco, e a fundamental terá perdido cerca de 1 dB para a formação dos harmônicos. Imediatamente após essa marca, o envelope da onda atinge sua maior amplitude, como pode ser observado na Figura 5. A próxima região de

destaque é quando $\sigma = 3$, a partir da qual a onda não pode se distorcer mais e o processo de dissipação se equipara ao da transferência de potência para os harmônicos. Nesse ponto, a fundamental terá perdido cerca de 6 dB para os harmônicos, e o formato da onda distorcida, portanto a relação entre os harmônicos, permanecerá aproximadamente constante a partir desse ponto. A quarta e última região de destaque é a saturação acústica [94]. É dita intensidade de saturação a intensidade máxima que a onda pode atingir a uma distância infinita. A partir de um determinado ponto no campo, que é função da intensidade na fonte e da frequência, a onda está saturada, e não é possível propagar maior potência, mesmo aumentando a intensidade da fonte [79] e [89]. Para ondas planas, a intensidade e a pressão de saturação, i.e., os maiores valores que essas grandezas podem atingir, são quantificados nas fórmulas presentes em (12) e (13):

$$I_{sat} = \frac{2\rho_0 c_0^3}{(\beta k r)^2} \quad (12)$$

$$P_{sat} = \frac{\rho_0 c_0^2}{\pi\beta \cdot f_0 \cdot \Delta t} \quad (13)$$

Todas as grandezas apresentadas em (12) e (13) foram descritas anteriormente, e devem ser representadas em unidades do SI.

A teoria formulada por Blackstock é considerada válida até a distância em que os efeitos de atenuação por mecanismos conhecidos em acústica linear, como dissipação térmica e viscosidade, são de ordem de grandeza inferior à da atenuação por efeitos não lineares. A equação (14) apresenta a distância máxima r_{max} em que a teoria não-linear pode ser adotada sem induzir grandes erros teóricos [79] e [87].

$$r_{max} = \frac{1}{\alpha_l(f)} - \frac{1}{\beta\epsilon k} \quad (14)$$

onde $\alpha_l(f)$ é o coeficiente de atenuação do meio, em função da frequência, causada por condução térmica e/ou viscosidade. Segundo [68],

$$\alpha_l(f) = 0,022 \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right)^2 \frac{\text{Np}}{\text{m}} \quad (15)$$

para a água à temperatura de 23°C.

Apesar de ser um efeito aparentemente indesejado, a geração de harmônicos por propagação não-linear pode se bastante útil, tanto na calibração de hidrofones [95] quanto na formação de imagens por ultra-som [14], [36] e [37].

3.2. Identificação de sistemas lineares e invariantes no tempo

Sempre que se pretende extrair alguma informação sobre o comportamento de um sistema real, quer seja mecânico ou elétrico em sua forma de resposta, o meio usual é alimentá-lo com uma excitação, subsequentemente medindo sua resposta. Na maioria dos casos práticos, após a medição, a resposta assume a forma de um sinal elétrico digitalizado. Por questões de simplificação de nomenclatura, o sinal digitalizado e o sinal físico que o originou serão considerados a mesma fonte de informações, a despeito das reconhecidas alterações inerentes ao processo de digitalização. Para realizar a identificação de sistemas, é necessário excitá-lo com um sinal do qual se conheça o comportamento nas bandas de frequência de interesse, analisando a resposta obtida. A análise pode ser feita no domínio do tempo, a partir do que se denomina Resposta Impulsiva (RI), ou no domínio da frequência, a partir da FT do sistema. Na Figura 6 está representado o clássico diagrama que simboliza o processo em questão, usando como excitação uma varredura de senos linear. A transformação entre os domínios do tempo e da frequência está representada pelo par de processamentos digitais FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*).

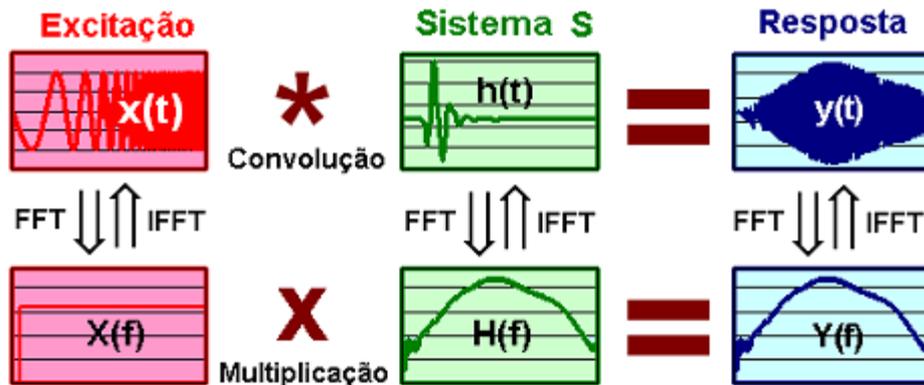


FIGURA 6. Diagrama representando a interação entre o Sistema S , com Função de Transferência $H(f)$ e Resposta Impulsiva $h(t)$, e o sinal de excitação $x(t)$, cujo espectro de frequências é $X(f)$. O sinal resultante (resposta do sistema à excitação) $y(t)$ apresenta espectro de frequências representado por $Y(f)$.

Há casos em que o sistema é algo mais complexo do que um equipamento, por exemplo. Em um contexto mais amplo, o “sistema” deve englobar o ambiente no qual a medição é realizada. Particularmente em acústica e ultra-som, quando o sinal transita em meios externos aos equipamentos de medição, a influência do meio estará presente na RI. Nesse caso, a resposta será a RI da instrumentação somada a eventuais alterações do sinal durante seu trajeto “mecânico” (reflexões, distorções devido a propagação não-linear da onda acústica, absorção, espalhamento etc). Jensen [33] denomina essa RI com informações sobre o caminho acústico de Resposta Impulsiva Espacial (*Spatial Impulse Response*). Esse termo, bem como sua abreviação RIE, são empregados nesta tese. A partir de técnicas relativamente simples de janelamento, é possível separar alguns dos componentes de uma RIE, tais como sinal direto, reflexões, sinais gerados por espalhamento etc [29]. Essa separação depende de alguns parâmetros, como duração da RIE e diferença entre os “tempos de vôo” dos componentes.

Na maioria das aplicações metrológicas em ultra-som, apenas a magnitude da RF é normalmente utilizada. No entanto, a fase da FT de sistemas ultra-sônicos vem se tornando cada vez mais popular, posto que as técnicas de medição e a instrumentação disponível estão tornando esse tipo de medição mais acessível. Por exemplo, nota-se um esforço de alguns laboratórios, como o laboratório de ultra-som do *Physikalisch-Technischen Bundesanstalt* (PTB) [22] e [55], e o da Universidade de Drexel [21] e [56], em estabelecer a calibração da fase do sinal gerado por hidrofones. Nota-se que a

fase de uma FT pode ser obtida facilmente da respectiva RI (sinal no tempo) a partir de uma Transformada de Fourier (TF). Hoje em dia, a maioria das calibrações se realiza com o auxílio de equipamentos digitais. Sempre que, neste texto, forem feitas referências a transformações do domínio do tempo para o da frequência, a FFT será considerada como ferramenta necessária [96].

3.3. Tipos de sinais de excitação

Em uma classificação simplificada, os tipos de sinais de excitação mais comuns são o impulso, ruído (aleatório ou pseudo-aleatório) e sinais determinísticos. Por diferirem entre si em suas distribuições tempo-frequência, cada um será mais adequado a um tipo de resposta desejada, onde as características do ambiente de ensaio e os equipamentos empregados são igualmente importantes. A Figura 7 apresenta gráficos típicos de sinais empregados na excitação de sistemas físicos reais (figura criada com a rotina *Compara_Excitação.m*, listada no Apêndice B). Observa-se que, para diferentes tipos de sinais no domínio do tempo, é possível obter densidades espectrais de potência (PSD, sigla em inglês) semelhantes (ou mesmo idênticas). A diferença está nas fases dos sinais, indiretamente representadas nos gráficos das distribuições tempo-frequência da Figura 7. O ruído branco, o *chirp* linear e o impulso apresentam a mesma PSD. Já a senóide apresenta um componente espectral, na frequência fundamental da função (3 MHz, no exemplo da Figura 7).

O ruído branco apresenta a curva de PSD plana, como pode ser observado na segunda coluna da primeira linha da Figura 7. As fases de cada componente espectral do Ruído Branco são aleatoriamente distribuídas, o que resulta na distribuição tempo-frequência apresentada na terceira coluna da primeira linha. Observa-se que o Impulso (segunda linha) apresenta PSD constante em toda a faixa de frequências, entre 0 e 5 MHz, e toda energia está concentrada em um único instante de tempo (aproximadamente em 0,2 ms). Diferentemente do Ruído Branco, sua representação tempo-frequência (terceira coluna) é apenas uma linha vertical. Ou seja, no instante $t = 0,2$ ms, as fases de todos os componentes espectrais são iguais. Na terceira linha está representada uma senóide, ou seja, um sinal mono-componente em frequência, também denominado tom puro. A grande diferença entre esse sinal e os demais representados na Figura 7 é que sua PSD possui apenas uma raia, isto é, toda energia está concentrada em um único componente do espectro de potência. Na última linha está representada uma Varredura de Senos de envelope constante, que foi sintetizada no

domínio do tempo. Observa-se, pela sua distribuição tempo-frequência (terceira coluna), que se trata de uma varredura linear, com PSD constante. Devido a sua formulação, a varredura pode ser considerada um sinal que mescla as distribuições tempo-frequência de uma senóide e de um impulso, como pode ser observado na terceira coluna da figura. Ela apresenta potência em uma larga banda de frequências, distribuindo seus componentes espectrais ao longo de sua duração (cerca de 1,5 ms).

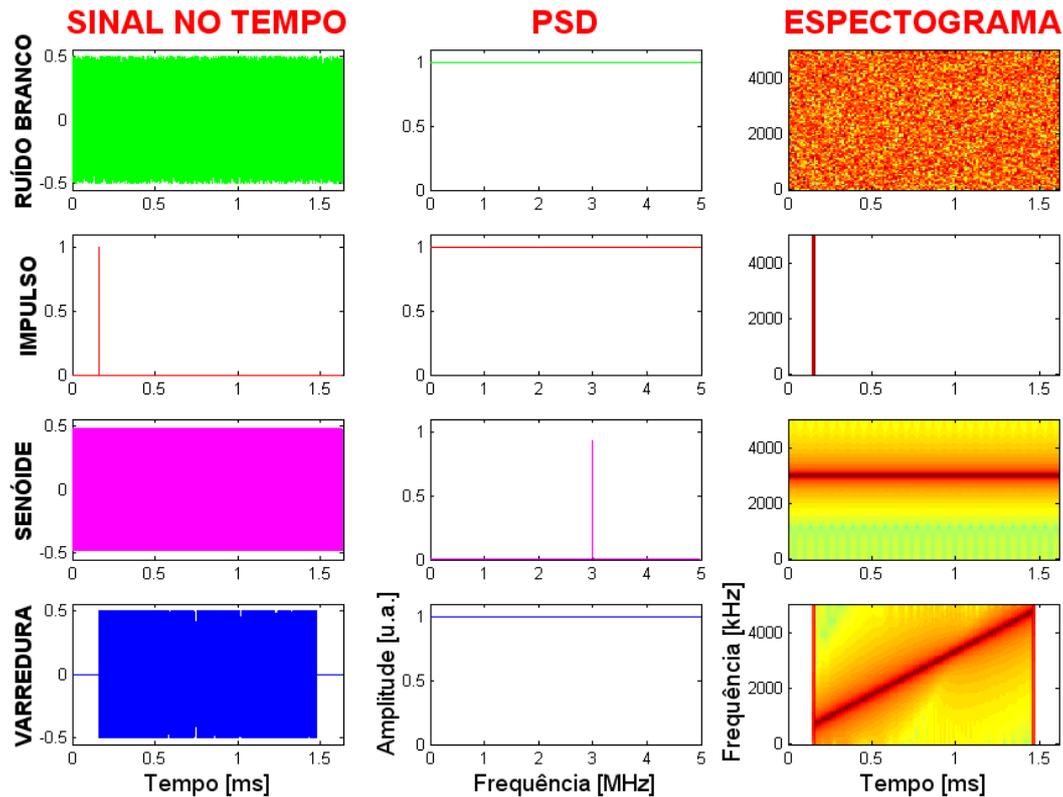


FIGURA 7. Exemplos de sinais tipicamente empregados na excitação de sistemas físicos: Ruído branco (distribuição uniforme em frequências), Impulso, Senóide e Varredura de Senos. A primeira coluna de gráficos representa os sinais no domínio do tempo, a segunda coluna as densidades espectrais de potência, e a última coluna as respectivas distribuições tempo-frequência.

Ao ser gerada no domínio do tempo, a varredura fica confinada em uma janela retangular, que pode ser entendida como a multiplicação do sinal real pela janela. O espectro de frequências desse sinal é, portanto, o espectro da varredura convoluído pelo espectro da janela retangular, que é representado pela função $sinc(x)$, onde $sinc(x) = \text{sen}(x)/x$. Assim sendo, o espectro do *chirp* janelado deve apresentar ondulações (*ripples*), denominadas Ondulações de Fresnel. Além disso, segundo a teoria de geração e utilização dos *chirps*, o sinal decodificado (comprimido) deveria

apresentar amplitude maior do que a do Impulso. Contudo, nem as ondulações de Fresnel nem a amplitude maior são observadas no espectro do *chirp* na Figura 7. Isso ocorre devido ao tipo de processamento utilizado no cálculo dos espectros, apresentados na segunda coluna da figura. Ao invés da FFT de todo o sinal, foi computada a PSD segundo o método de Welch, utilizando a função PWELCH do Matlab® (The MathWorks, Inc., Natick, MA, USA). Nessa função, o sinal é dividido em 8 trechos com sobreposição (*overlap*) de 50%, utilizando janelas Hamming para dividir os trechos, sendo computada a média entre eles. Além do mais, o periodograma de Welch representa a densidade de potência, isto é, as amplitudes são normalizadas em relação à potência do sinal. Isso faz com que as amplitudes dos espectros PSD da varredura e do Impulso sejam iguais, e, como o espectro é suavizado, as ondulações de Fresnel não são mais observadas.

O objetivo da Figura 7 é mostrar que é possível obter PSD idênticas (constantes) para três tipos de sinais apresentados, o Ruído Branco, a Varredura de Senos e o Impulso. A diferença marcante entre esses sinais está em suas distribuições de fase.

3.3.1. Fator de Crista

Um parâmetro importante na caracterização de um sinal é o fator de crista *FtCrt*. Por definição, fator de crista é a relação entre a maior amplitude absoluta do sinal e a raiz quadrada de seu valor médio quadrático (RMS, sigla em inglês). Matematicamente,

$$FtCrt = \frac{V_{pp}}{2 \cdot V_{RMS}} \quad (16)$$

onde V_{pp} é o valor pico a pico do sinal. A amplitude do sinal é igual à metade do valor pico a pico, para sinais simétricos com média nula. Para sinais não simétricos, deve-se considerar a maior amplitude absoluta do sinal, durante toda a sua duração. V_{RMS} a amplitude (ou valor) RMS, definida segundo (17):

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [s(t)]^2 dt} \quad (17)$$

onde $s(t)$ é o sinal e T é a duração do sinal. No caso de sinais periódicos, T é a duração

de um número inteiro de períodos do sinal. Como, na prática, os sinais reais são sempre causais, os limites inferiores das integrações (ou somatórios) serão considerados, sempre que adequado, 0 (zero) neste texto. Para uma senóide, $V_{RMS} = \frac{1}{2\sqrt{2}}V_{pp}$, logo $FtCrt = 1,41$, ou 3,01 dB. Uma onda quadrada apresenta $FtCrt = 0$ dB, embora, na prática, após o sinal matemático passar por conversores DA e se transformar, então, em sinal analógico, o *overshoot* produzido pelo equipamento pode levar a fatores de crista entre 5 e 8 dB [27]. Uma onda triangular apresenta $FtCrt = 4,77$ dB, estando, ainda, sujeita aos mesmos problemas da onda quadrada convertida em sinal real.

A importância do fator de crista reside no fato de que um sistema deve ser excitado, sempre que possível, dentro de sua faixa considerada linear (mínimas distorções harmônicas). Por outro lado, deve-se sempre excitá-lo com a maior potência possível para melhorar a relação S/R da resposta. Resumidamente, quanto menor o $FtCrt$, melhor aproveitamento estará sendo dado à faixa dinâmica do sistema excitado, considerando uma mesma amplitude máxima.

3.3.2. Características de diferentes tipos de sinais de excitação: impulso, ruído branco e senóides mono-freqüência

Sinais impulsivos são caracterizados por grande concentração de energia em um breve instante. O impulso ideal é matematicamente descrito pelo Delta de Dirac, simbolizado por $\delta(t-t_0)$, sendo que $\int_0^{\infty} \delta(t-t_0) \cdot dt = 1$, e toda energia do sinal está concentrada em um único instante t_0 . A PSD desse sinal é constante e igual a 1 (ver a Figura 7). Matematicamente, $\mathfrak{F}\{\delta(t-t_0)\} = 1$, onde $\mathfrak{F}\{\bullet\}$ é a TF do argumento. Se aplicada em um sinal $s(t)$, obtém-se a seguinte formulação:

$$\mathfrak{F}\{s(t)\} = \int_0^{\infty} s(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt = S(f) \quad (18)$$

A partir do diagrama da Figura 6 e dos gráficos do impulso da Figura 7, pode-se concluir que a RI de um sistema é a própria resposta do sistema a um impulso ideal. Aliás, essa é a origem do nome “Resposta Impulsiva”, pois retrata a resposta de um sistema (no domínio do tempo) a uma excitação impulsiva. A FT do sistema é obtida da

TF de sua RI. No entanto, experimentalmente não é possível gerar um Delta de Dirac, pois todo sinal fisicamente realizável deve ter uma certa duração. Sem aprofundar as discussões sobre o assunto, em linhas gerais, quanto maior a duração do impulso, menor é a largura de banda do seu espectro de potência. O fator de crista de um impulso é o maior entre os tipos de sinais aqui apresentados, e tanto maior deverá ser quanto maior for a duração da RIE que se pretenda captar. Isso ocorre porque o sinal de excitação deve ser longo o suficiente para conter, após a deconvolução, as informações relevantes inseridas na RIE³. O fator de crista aumenta proporcionalmente à raiz quadrada da duração do impulso.

Sinais aleatórios ou pseudo-aleatórios têm como principal distinção a distribuição estocástica da fase, embora possam apresentar magnitude espectral qualquer. Convencionou-se chamar de ruído branco àquele que apresenta distribuição espectral uniforme (magnitude constante da PSD). Devido a sua distribuição aleatória de fase, o ruído branco não é apropriado para determinar a fase da FT de sistemas, além de apresentar a magnitude do espectro passível de ser estimada apenas estatisticamente. Para ser aplicada a TF em um ruído branco, por ser um processo aleatório estacionário infinito por definição, alguma simplificação deve ser realizada: o sinal deve ser truncado para se transformar em um sinal com energia finita, ou sua PSD deve ser obtida da TF de sua auto-correlação [6], pg 128-140. Isto é, o espectro de um ruído é, obrigatoriamente, uma estimativa. As incertezas decorrentes de sua utilização em calibrações devem levar esse fator em conta, e geralmente aumentam a estimativa final da incerteza combinada, por se tratar de um sinal não determinístico. De maneira análoga, o fator de crista do ruído branco só pode ser determinado estatisticamente. Em um exemplo simulado, o fator de crista de ruído branco com 1.000 pontos e amplitude pico a pico de valor unitário (unidades arbitrárias) foi calculado 10.000 vezes, e o histograma dessa distribuição aleatória pode ser visto no gráfico da Figura 8. A média foi 4,77 dB.

³ Essa é uma consideração prática no processo de obtenção de RIE utilizando-se impulsos. A análise teórica de um impulso é difícil de ser realizada, pois a amplitude do impulso é, em tese, infinita, uma vez que sua energia tem valor unitário e sua duração é infinitesimal.

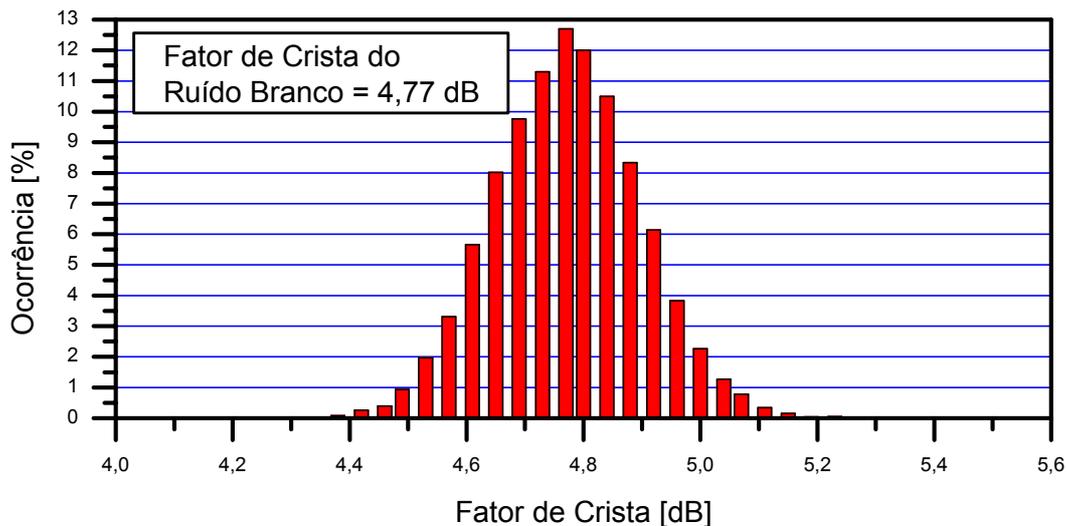


FIGURA 8. Histograma da distribuição do Fator de Crista de ruído branco de 1.000 pontos, calculado 10.000 vezes. O valor médio desse exemplo é de 4,77 dB. A rotina que gerou o gráfico desta figura está listada no Apêndice B.

Aqui, os sinais denominados determinísticos são aqueles que podem ser teoricamente decompostos em um número finito de senóides, e não apenas após as simplificações decorrentes do processo de digitalização. Por serem os sinais de maior utilização em metrologia, a discussão ficará restrita às senóides simples (uma única frequência) e às varreduras de senos (também denominadas *sweep* ou *chirp* – ver o Cap. 2). Em ambos os casos, os fatores de crista serão idênticos e iguais a 3,01 dB, para sinais com envelope constante. Os sinais classificados como determinísticos neste texto são os mais adequados para aplicações metrológicas, como será discutido adiante.

Por ser extremamente fácil de gerar e processar, a senóide simples, também denominada “tom puro”, é largamente utilizada em metrologia como sinal de excitação. Como toda a potência do sinal fica restrita a um único componente espectral, é possível atingir relações S/R máximas para uma determinada configuração de equipamentos. Isso ocorre porque a potência do ruído não correlacionado com a excitação não aumenta com o aumento da duração do sinal, mas a média do sinal faz sua potência ser maximizada. Caso seja necessário e fisicamente realizável, aumentar a amplitude do sinal resultará em um aumento proporcional da relação S/R. Para determinar a magnitude da RF de um sistema, basta variar a frequência do sinal de excitação passo a passo, armazenando a relação entre as amplitudes de saída e de entrada do sistema, o que pode ser realizado mesmo no domínio do tempo. A resolução espectral é função do incremento em frequência entre os sinais sucessivos, sendo essa técnica conhecida como

stepped sine [97]. As distorções (harmônicas ou totais) do sistema também podem ser facilmente determinadas, nesse caso sendo necessário realizar a TF da resposta.

Há dois pontos desfavoráveis na utilização de senóides simples (ondas contínuas) na excitação de sistemas. Um deles refere-se às eventuais reflexões no trajeto mecânico da onda, para sinais de longa duração, que não podem ser acessadas diretamente da resposta medida, pois as informações são inexoravelmente misturadas à saída do sistema. Outro ponto negativo está no fato da medição ser feita separadamente em cada frequência, o que implica na necessidade de alteração dos parâmetros de excitação. Apesar da automação na geração do sinal minimizar esse problema, a demora é inevitável na eventual necessidade de substituir algum componente do conjunto de equipamentos. Isso ocorre quando algum dos componentes apresenta limitações de uso em função da frequência de excitação. Como exemplo, cita-se a calibração absoluta de hidrofones pelo método interferométrico. A fim de manter a relação S/R alta e evitar distorções do sinal gerado, geralmente cada frequência é excitada com um transdutor ultra-sônico distinto, cuja frequência de ressonância coincida com (ou, pelo menos, seja suficientemente próxima a) a frequência da senóide de excitação. Como resultado disso, uma calibração absoluta de um único hidrofone no interferômetro do NPL demora ao menos 3 dias úteis de medições para as frequências até 20 MHz [98] e [99], posto que são necessários ajustes e equalizações das condições ambientais entre cada troca de transdutores. Naturalmente, quanto melhor for a resolução espectral desejada, mais demorado será o processo de obtenção da FT do sistema.

3.3.3. *A Varredura de Senos, ou “Pulso de Excitação Codificado”*

A varredura de senos vem sendo empregada há muito tempo como alternativa para solucionar alguns problemas do emprego do tom puro. Como discutido no Cap. 2, diversas nomenclaturas podem ser encontradas na literatura para o que genericamente se denomina *chirp*. A fim de uniformizar a linguagem neste texto, a varredura de senos será denominada Pulso de Excitação Codificado, e se trata de uma tradução livre do termo atualmente mais empregado em ultra-som para definir a classe de excitação na qual o *chirp* se enquadra (*coded excitation*). Alternativamente, a sigla CEP, proveniente de *Coded Excitation Pulse*, será utilizada.

Com o CEP é possível excitar, com um único sinal, uma faixa larga de frequências, tão larga quanto se deseje. No caso do CEP com envelope constante, o

fator de crista é muito próximo ao de uma senóide simples, o que o torna vantajoso em relação aos demais sinais de banda larga apresentados (impulso e ruído aleatório). A energia utilizada para excitar o sistema pode ser aumentada, em tese, tanto quanto se queira, bastando para isso aumentar a duração do CEP. Em acústica, isso é particularmente fácil de ser atingido, posto que a frequência de amostragem usualmente empregada (até no máximo de 44 kHz para qualidade de CD de áudio) permite que o sinal seja gerado em tempo real. Em ultra-som há uma limitação técnica nesse aspecto, pois o sinal geralmente é primeiramente construído e armazenado para depois ser utilizado (quando se deseja um pós-processamento digital da resposta). Isso demanda uma capacidade de armazenar dados (memória volátil dos equipamentos) compatível com a duração desejada do CEP. Por exemplo, para trabalhar com frequências de 15 MHz é aconselhável utilizar uma frequência de amostragem de pelo menos 50 MHz. Portanto, um sinal de 16 bits (2 bytes) com 5 ms de duração deverá ser armazenado em 500 kBytes de memória. Embora não seja impossível de se obter, geradores de sinais digitais com essa capacidade de memória não são comuns em laboratórios de metrologia na área de ultra-som.

Desconsiderando a limitação de equipamentos, o CEP apresenta vantagens que o tornam um sinal capaz de resolver muitos problemas de ordem prática. Essas vantagens serão apresentadas e discutidas oportunamente ao longo do texto.

3.4. Aumento da relação sinal/ruído na determinação da Resposta em Frequência de sistemas

Para todo sistema real, existe um nível de excitação abaixo do qual não é possível obter resposta mensurável. Esse limite inferior de excitação é denominado “ruído de fundo”, que, de maneira simplificada, é composto pela soma das contribuições dos ruídos elétricos de todos os equipamentos do sistema (inclusive do sistema de medição). Também devem ser consideradas, no contexto, as eventuais contribuições de fontes mecânicas de ruído, como acontece quando o sistema está inserido no campo (acústico) gerado por outros equipamentos próximos operando na mesma faixa de frequências. A relação entre a potência do sinal de saída pela potência do ruído de fundo (definição de relação S/R) é um parâmetro fundamental no planejamento de uma medição, já que tem influência decisiva na estimativa da confiabilidade (incerteza) dos resultados obtidos. Manter uma alta relação S/R é sempre desejável. Para isso, a excitação deve ser suficiente para gerar uma resposta (saída do sistema) com a maior potência possível,

embora haja a limitação da faixa linear de operação dos equipamentos. Trabalhar fora dessa faixa, por sua vez, também aumenta a incerteza final da medição.

Contribuindo para a relação S/R, além do ruído de fundo, está a própria FT do sistema. A saída do sistema, parâmetro que compõe a relação S/R, é função da excitação e de sua FT. Nas faixas de frequência em que o sistema não gera uma boa resposta, a relação S/R tende a ser deteriorada, considerando mesmas amplitudes de excitação e níveis idênticos de ruído de fundo por frequência.

Para manter a relação S/R constante em todo o espectro de interesse, a razão entre a PSD da saída e a PSD do ruído de fundo deve ser igual para cada componente espectral. Portanto, está claro que a relação S/R depende de três fatores: a PSD da excitação, a PSD do ruído de fundo e a FT do sistema. Na prática, a FT do sistema e o ruído de fundo devem ser considerados pré-definidos, uma vez que se pressupõe que todo esforço para melhorá-los já foi realizado. Portanto, apenas a potência do sinal de excitação pode ser considerada variável na possibilidade de melhorar a relação S/R de uma medição de um sistema previamente estabelecido.

3.4.1. *Equalização da potência da resposta de sistemas*

A potência média P_w de um sinal é matematicamente definida como a razão entre a sua energia e a duração, ou seja,

$$P_w = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t)]^2 dt \quad (19)$$

onde T é a duração do sinal $s(t)$. No caso geral, o intervalo $(0, T)$ pode ser dividido em N intervalos $(0, t_1]$, $(t_1, t_2]$, $(t_2, t_3]$, ... , (t_{N-1}, T) . Conseqüentemente, $s(t)$ pode ser decomposto em N sinais $s_i(t)$, cada qual com duração distinta, da seguinte forma:

$$s(t) = (s_1(t))_0^{t_1} + (s_2(t))_{t_1}^{t_2} + (s_3(t))_{t_2}^{t_3} + \dots + (s_N(t))_{t_{N-1}}^T \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
s_1(t) &= s(t) \text{ tal que } 0 \leq t < t_1 \\
s_2(t) &= s(t) \text{ tal que } t_1 \leq t < t_2 \\
s_3(t) &= s(t) \text{ tal que } t_2 \leq t < t_3 \\
&\dots \\
s_N(t) &= s(t) \text{ tal que } t_{N-1} \leq t < T
\end{aligned}$$

Assim sendo, (20) pode ser utilizada na expressão da potência P_w , agora representada pela soma das potências P_{w_i} de cada sinal s_i . Isso acontece pois a integral definida dos termos cruzados que surgem ao se elevar $s(t)$ ao quadrado se anulam, já que os sub-trechos do sinal são definidos em intervalos mutuamente excludentes. Na representação adotada em (21), cada trecho i do sinal pode ter duração distinta, ou seja, cada Δt_i pode ser diferente para cada trecho, sem prejuízo da definição.

$$P_{w_i} = \frac{1}{\Delta t_i} \int_{t_{i-1}}^{t_i} [s_i(t)]^2 dt \quad \therefore \quad P_w = \sum_1^N P_{w_i} \quad (21)$$

Esse é exatamente o caso do *stepped sine*, onde cada tom puro (portanto cada componente espectral da FT) estaria representado por um s_i . Naturalmente, sinais contínuos também poderiam ser divididos, hipoteticamente, em trechos, cada qual com amplitude e duração (e, conseqüentemente, potência) distintas.

As varreduras de senos devem apresentar envelope (amplitude) constante para minimizar o fator de crista, como já foi discutido. Além disso, como a variação da freqüência é monótona (crescente ou decrescente) e contínua, cada instante poderá conter uma única freqüência, e cada freqüência (instantânea) deverá ocupar um único instante de tempo ao longo da duração do sinal. Com a amplitude e a duração pré-definidas para a varredura, a potência total P_w é, obrigatoriamente, constante. Suponha-se cada trecho da varredura $s(t)$ representado por s_i , conforme (20), sendo que cada trecho s_i tenha uma única freqüência. Embora a energia total seja única, a energia relativa de cada trecho pode ainda ser manipulada, variando-se a sua duração. Ou seja, é possível ter uma varredura com envelope constante, mas com energia diferente em cada trecho, isto é, para cada freqüência. Esse é o princípio da construção de varreduras de senos com magnitudes espectrais arbitrárias, pré-definidas, mas com envelope constante [8], [18] e [27].

Observando-se a magnitude espectral de um sistema, é possível fazer com que sua resposta seja plana a uma determinada excitação (ou ao conjunto de excitações adequadamente consideradas). Para isso, é preciso excitar as regiões do espectro da FT que apresentem menor PSD com mais energia, o que melhora, em consequência, a relação S/R. A Figura 9 mostra uma representação esquemática de como as FT de sistemas podem ser “compensadas” com combinações distintas de sinais s_i .

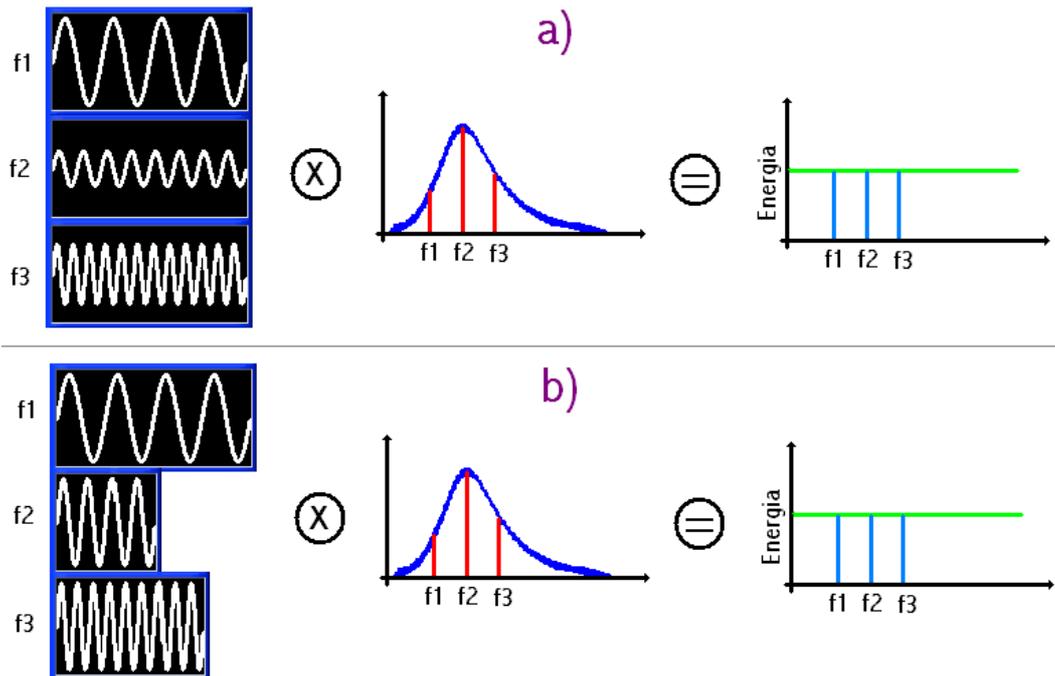


FIGURA 9. Técnicas para melhorar a relação Sinal/Ruído da resposta de um sistema utilizando tons puros: a) utilizando tons puros com amplitudes variáveis e mesma duração; b) utilizando tons puros com amplitude fixa e durações variáveis. As excitações foram escolhidas para equalizar a energia da resposta do sistema.

Pelos motivos já discutidos anteriormente em relação ao fator de crista (Seção 3.3.1), manter a amplitude de cada trecho s_i constante, quando adequadamente escolhida, resulta em um máximo aproveitamento da faixa dinâmica do sistema para toda a faixa de frequências. Portanto, para sinais com envelope constante, a única maneira de alterar a energia relativa de cada trecho do sinal consiste em expandir a duração, sempre respeitando a duração total de $s(t)$. Como será demonstrado, teórico e experimentalmente, é possível equalizar a PSD da resposta de um sistema utilizando CEP como sinal de excitação.

3.5. Relação entre frequência instantânea e atraso de grupo em varreduras

O CEP é um sinal senoidal cuja frequência varia em função do tempo. No caso mais geral, o CEP pode ser descrito como:

$$x_{CEP}(t) = A(t) \cdot \cos[2\pi \cdot \phi(t)] \quad (22)$$

onde $A(t)$ é a modulação em amplitude e $\phi(t)$ é a modulação em fase, ambas podendo ser, em princípio, quaisquer funções de t . Caso a modulação de $A(t)$ seja pequena (pouca flutuação) em comparação com a modulação em fase, $A(t)$ é, aproximadamente, o envelope de $x_{CEP}(t)$. Considerando $\phi(t)$ contínua durante a duração de $x_{CEP}(t)$, sua derivada em função de t é denominada frequência instantânea $f_i(t)$ do sinal, ou seja,

$$f_i(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (23)$$

Se $\phi(t)$ é uma função quadrática do tempo e $A(t) = A_0$ (constante), então $x_{CEP}(t)$ será um Pulso de Excitação com Codificação Linear (CEP linear) com envelope constante, exatamente o tipo de excitação utilizada na técnica *Time Delay Spectrometry* – TDS [60], [100] e [101]. Alternativamente, $x_{CEP}(t)$ pode ser expresso em notação complexa:

$$\hat{x}_{CEP}(t) = |\hat{A}(t)| \cdot \exp[2\pi \cdot j\hat{\phi}(t)] \quad (24)$$

Em (24), o termo $\hat{A}(t)$ representa o chamado “envelope complexo” e $\hat{\phi}(t)$ é a fase a ser empregada na formulação de $\hat{x}_{CEP}(t)$, de tal forma que:

$$x_{CEP}(t) = \text{Re}\{\hat{x}_{CEP}(t)\} = |\hat{A}(t)| \cdot \cos[2\pi \cdot \hat{\phi}(t)] \quad (25)$$

Não será demonstrado, mas será assumido que, para sinais de banda estreita, ou seja, quando a frequência central do espectro está suficientemente afastada das suas extremidades [7] pg 38, [18] pg 7, então, aproximadamente:

$$\phi(t) = \hat{\phi}(t) \quad \text{e} \quad A(t) = \hat{A}(t) \quad (26)$$

Dessa forma, $x_{CEP}(t)$ pode ser escrito, de maneira complexa, substituindo o cosseno em (22) pela exponencial:

$$x_{CEP}(t) = A(t) \cdot \exp[2\pi \cdot j\phi(t)] \quad (27)$$

O sinal modulado em fase, descrito em (22), admite TF, $X_{CEP}(f)$, dada por:

$$X_{CEP}(f) = |X_{CEP}(f)| \cdot \exp[2\pi \cdot j\Phi_{CEP}(f)] \quad (28)$$

onde $\Phi_{CEP}(f)$ é a fase espectral de $X_{CEP}(f)$. Aplicando-se a TIF em $X_{CEP}(f)$, obtém-se novamente $x_{CEP}(t)$:

$$x_{CEP}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X_{CEP}(f)| \cdot \exp\{2\pi \cdot j[\Phi(f) + ft]\} df \quad (29)$$

A equação (2) foi introduzida na Seção 2.1 como sendo uma importante relação, com a qual se garante a construção de varreduras de senos com envelope constante. A dedução dessa relação, apresentada a seguir, foi realizada com base nos conceitos apresentados em [7], mas adaptada para a utilização neste trabalho. O integrando de (29) oscila, em função de f , para cada valor de t , como pode ser observado no argumento da exponencial. Segundo [7], pg 34-43, e [102], pg 51, a maior contribuição para $x_{CEP}(t)$ ocorre quando a fase do integrando de (29) for constante. Isso equivale dizer que:

$$\frac{d[\Phi(f) + ft]}{df} = 0 \quad (30)$$

Ou seja, para sinais modulados em fase, a maior contribuição para $x_{CEP}(t)$ ocorre quando $\frac{d\Phi(f)}{df} = -t$, o que é denominado “fase estacionária” [7], [12] e [102]. Para cada instante de tempo t_k existe uma frequência f_k que satisfaz a condição de fase constante. A expansão assintótica da fase será desenvolvida, a seguir, para se resolver

analiticamente (29) usando a condição de fase estacionária [102]. A expressão $\Phi(f) + ft$ em (30) pode ser aproximada por uma expansão em série de Taylor em torno de f_k segundo (31):

$$\Phi(f) + ft_k = \Phi(f_k) + f_k t_k + \left[\frac{d\Phi(f_k)}{df} + t_k \right] \cdot (f - f_k) + \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \cdot \frac{(f - f_k)^2}{2!} + \dots \quad (31)$$

Para pequenos intervalos no entorno de f_k , ou seja, na região do espectro compreendida entre $f_k \pm \delta_f$, onde δ_f é um pequeno incremento (infinitesimal) em frequência, os três primeiros termos presentes no lado direito de (31) serão considerados uma boa aproximação para determinar $x_{CEP}(t)$ no instante t_k . Por essa razão, quanto mais suave for o espectro, mais constante será o envelope da varredura, uma vez que, caso contrário, as simplificações consideradas em (32) não são apropriadas. Aplicando a condição descrita em (30) nos três primeiros termos de (31) e substituindo em (29), obtém-se a seguinte expressão para $x_{CEP}(t)$:

$$x_{CEP}(t_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{f_k - \delta_k}^{f_k + \delta_k} |X_{CEP}(f_k)| \cdot \exp \left\{ 2\pi \cdot j \left[\Phi(f_k) + f_k t_k + \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \cdot \frac{(f - f_k)^2}{2!} \right] \right\} df \quad (32)$$

Na equação (32), os termos dependentes exclusivamente de f_k podem ser retirados da integral, uma vez que essa é uma frequência constante. Com as simplificações adotadas, a equação pode ser generalizada para todo t , tal que:

$$x_{CEP}(t) = \frac{|X_{CEP}(f_k)|}{2\pi} \cdot \exp \{ 2\pi \cdot j [\Phi(f_k) + f_k t] \} \times \dots \times \int_{f_k - \delta_k}^{f_k + \delta_k} \exp \left\{ 2\pi j \cdot \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \cdot \frac{(f - f_k)^2}{2} \right\} df \quad (33)$$

Para resolver a integral em (33), as seguintes transformações de variáveis serão aplicadas:

$$f - f_k = \mu \quad \text{e} \quad \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \cdot \mu^2 = \frac{y^2}{2} \quad (34)$$

Portanto,

$$df = d\mu \quad \text{e} \quad d\mu = \left[2 \cdot \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \right]^{-\frac{1}{2}} dy \quad (35)$$

e os limites de integração inferior e superior ficam iguais a $L_- = -\delta_f \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2}}$ e a $L_+ = \delta_f \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2}}$, respectivamente. Como o integrando de (33) é uma função par, o resultado da integração é igual ao dobro da integral entre 0 e L_+ . Assim sendo, (33) pode ser reescrita como:

$$x_{CEP}(t) = \frac{|X_{CEP}(f_k)|}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \left[\frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \cdot \exp\{2\pi \cdot j[\Phi(f_k) + f_k t]\} \cdot \int_0^{L_+} \exp\left(j \cdot \frac{\pi y^2}{2}\right) dy \quad (36)$$

A integral de (36) é conhecida como Integral de Fresnel e, para $L_+ = \infty$, vale $\exp\left(j \cdot \frac{\pi}{4}\right) / \sqrt{2}$ [103], pg 301. Essa aproximação será adotada, resultando em:

$$x_{CEP}(t) = \frac{|X_{CEP}(f_k)|}{2\pi} \cdot \left[\frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \cdot \exp\left\{2\pi \cdot j \left[\Phi(f_k) + f_k t + \frac{1}{8} \right]\right\} \quad (37)$$

Comparando-se (37) com (27), pode ser observado que, aproximadamente, descontando a diferença constante de fase:

$$A(t) = \frac{|X_{CEP}(f_k)|}{2\pi} \cdot \left[\frac{d^2\Phi(f_k)}{df^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (38)$$

A aproximação de Fresnel será considerada válida para todos os valores de f_k , o que a torna válida para todos os valores de f . Elevando (38) ao quadrado e reorganizando os termos, chega-se à seguinte relação:

$$\frac{d^2\Phi(f)}{df^2} = \frac{|X_{CEP}(f)|^2}{4\pi^2 \cdot A^2(t_f)} \quad (39)$$

O índice f na variável t em $A(t_f)$ é para indicar a interdependência entre tempo e frequência no desenvolvimento da expressão. Pode ser observado na expressão de (39) que $|X_{CEP}(f)|$ depende da derivada segunda da fase espectral $\frac{d^2\Phi(f)}{df^2}$ e do envelope do sinal no tempo $A(t_f)$. Por exemplo, para uma varredura linear, $\frac{d^2\Phi(f)}{df^2}$ é constante, e a magnitude do espectro depende exclusivamente do envelope em função do tempo. Por outro lado, mantendo-se o envelope constante, a magnitude espectral vai depender apenas da derivada segunda da fase espectral, relação que será explorada a seguir.

Por definição [31], o atraso de grupo (*group delay*) $\tau(f)$ é dado por:

$$\tau(f) = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi(f)}{df} \quad (40)$$

Ou seja, a partir de (40) e da expressão aproximada (39), considerando um sinal com envelope constante no tempo, por exemplo, $A(t_f) = \sqrt{\frac{16\pi^3}{C}} \quad \forall t_f$, a relação da Equação (2), anunciada na Seção 2.1 e adaptada em (41), é obtida:

$$-\frac{d\tau(f)}{df} = C \cdot |X(f)|^2 \quad (41)$$

Portanto, garantindo-se (41), é possível construir um CEP com envelope constante e com magnitude espectral pré-definida, levando em conta todas as simplificações empregadas na demonstração. Deve-se ressaltar que as ondulações de Fresnel foram desconsideradas ao se aplicar a simplificação na resolução de Integral de Fresnel definida, passo necessário para chegar à (37). Na prática, ao se utilizar a relação descrita em (41) para construir um CEP, as ondulações aparecerão, na maioria dos casos, ao se passar o sinal para o domínio do tempo. A construção do CEP, a partir de uma magnitude espectral arbitrária, será melhor detalhada nas Seções 3.6 e 3.7.

A demonstração foi realizada no domínio da frequência, mas poderia ser realizada, de maneira análoga, no domínio do tempo, como foi feita em [7]. Ao se aplicar o conceito de fase estacionária no domínio do tempo, de maneira semelhante à descrita em (30) para o domínio da frequência, as duas relações abaixo são obtidas:

$$\frac{d[\Phi(f) + ft]}{df} = 0 \quad \therefore \quad \frac{d\Phi(f)}{df} = -t \quad (42)$$

$$\frac{d[ft - \phi(t)]}{dt} = 0 \quad \therefore \quad \frac{d\phi(t)}{dt} = f \quad (43)$$

As expressões (40) e (42) podem ser relacionadas, bem como as expressões (23) e (43), de sorte que $f = f_i(t)$ e $t = 2\pi \cdot \tau(f)$, ou seja, $\tau(f) = f_i^{-1}(t)$, a menos de um fator de escala em t . Portanto, as grandezas “frequência instantânea” e “atraso de grupo” são funções mutuamente inversas, ao serem consideradas válidas as simplificações adotadas nas demonstrações realizadas. Para as varreduras de senos, tal qual é o CEP, a função $\tau(f)$ é monótona estritamente crescente (ou decrescente, embora seja menos comum). Dessa maneira, o atraso de grupo expressa em que instante, depois de iniciada a varredura, determinada frequência será “apresentada” ao sistema. A Figura 10 mostra a função atraso de grupo para um CEP linear e para um CEP não-linear. Pelo gráfico pode ser observado que o CEP linear (lado esquerdo) excitará o sistema com 100 kHz cerca de 100 μ s após seu início, e a frequência de 3 MHz será apresentada ao sistema 1,0 ms depois do sinal iniciado. O gráfico da direita, Figura 10b, representa o atraso de grupo de um CEP não-linear, e nesse caso a frequência de 100 kHz irá excitar o sistema cerca de 800 μ s depois de $t = 0$ s, e a frequência de 3 MHz depois de 1,2 ms do início da varredura. Para se obter a função $f_i(t)$, bastaria intercambiar os eixos da ordenada com os da abscissa dos gráficos, o que pode ser feito numericamente, embora nem sempre haja solução analítica. Vale frisar que a inversão só é possível, ou melhor, somente tem significado físico, devido à natureza da função atraso de grupo em uma varredura de senos.

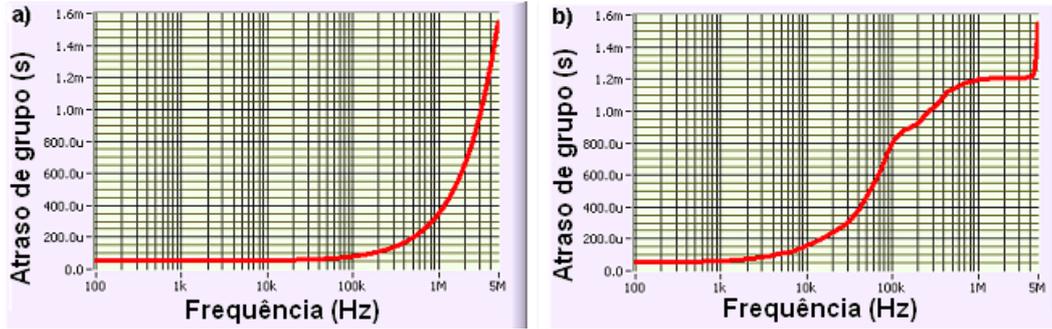


FIGURA 10. Atraso de grupo: a) CEP linear; b) CEP não-linear. Em ambos os casos, os sinais têm 1,6 ms de duração e largura de banda entre 100 Hz e 5 MHz.

3.6. Codificação e decodificação do CEP para obter Respostas Impulsivas

A construção do CEP pode ser realizada de 2 maneiras distintas. Ao se inverter a função atraso de grupo, obtém-se a frequência instantânea em função do tempo $f_i(t)$. A frequência instantânea pode ser substituída diretamente em (22) para se construir $x_{CEP}(t)$, lembrando-se que $\phi(t) = 2\pi \cdot f_i(t) \cdot t$. Essa forma de construir varreduras ultrassônicas é a que aparece, geralmente, na literatura [8], [9] e [18]. Embora essa formulação seja bastante intuitiva, o espectro do pulso assim codificado irá apresentar algumas singularidades pelos motivos expostos na Seção 3.3, conforme ilustrado na Figura 13.

Outra maneira de construir a varredura a partir de um atraso de grupo é calcular, inicialmente, a fase espectral a partir de sua integral definida, ou seja:

$$\Phi_{CEP}(f) = \int_0^{F_{\max}} \tau(f) df \quad (44)$$

onde F_{\max} é a frequência máxima do sinal⁴. A fase assim definida pode ser utilizada para compor o espectro de frequências (complexo) do sinal de excitação codificada, $X_{CEP}(f)$, da seguinte forma:

⁴ Em sistemas digitais, em geral $F_{\max} = Fs/2$, onde Fs é a frequência de amostragem, portanto F_{\max} é a denominada Frequência de Nyquist.

$$X_{CEP}(f) = |X_{CEP}(f)| \cdot e^{-j2\pi\Phi_{CEP}(f)} \quad (45)$$

onde a fase $\Phi_{CEP}(f)$ é obtida conforme (44). A função $|X_{CEP}(f)|$ representa a magnitude do EF do CEP. Uma vez gerado o espectro complexo do CEP, o sinal no tempo, $x_{CEP}(t)$, é obtido por TIF, utilizando a IFFT, como apresentado em (29).

Ao se utilizar o CEP para excitar um sistema linear, a relação entre excitação e resposta do sistema é descrita de acordo com (46) e (47).

$$Y(f) = H(f) \times X_{CEP}(f) \quad (46)$$

$$y(t) = h(t) * x_{CEP}(t) \quad (47)$$

onde $H(f)$ é a FT do sistema, $h(t)$ é sua RI, $y(t)$ é a resposta do sistema no domínio do tempo, e $Y(f)$ é a resposta no domínio da frequência. A Figura 6 foi utilizada para representar as operações matemáticas descritas em (46) e (47).

O inverso do EF do CEP será denominado $X_{Ref}(f)$, pois será tratado como um espectro de referência. A multiplicação do espectro de frequências da resposta do sistema à excitação CEP, que é por sua vez um pulso codificado, pelo espectro de referência, é o processo denominado “decodificação”.

$$Y(f) \times \frac{1}{X_{CEP}(f)} = \frac{H(f) \times X_{CEP}(f)}{X_{CEP}(f)} = H(f) \quad (48)$$

o que é matematicamente idêntico a:

$$Y(f) \times X_{Ref}(f) = H(f) \times X_{CEP}(f) \times X_{Ref}(f) = H(f) \quad (49)$$

Essa operação é equivalente a uma deconvolução no domínio do tempo. O sinal resultante da deconvolução poderá ser denominado “sinal compensado” (ou “resposta compensada”), uma vez que multiplicar pela referência é uma compensação da resposta do sistema à excitação que a gerou. Essa é a primeira etapa da compressão do pulso por deconvolução.

3.6.1. Relação entre os atrasos de grupo de X_{Ref} e X_{CEP}

É possível calcular o atraso de grupo de um sinal cujo EF foi invertido. Por definição (40):

$$\tau_{\text{CEP}}(f) = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi_{\text{CEP}}(f)}{df} \quad (50)$$

Como $X_{\text{Ref}} = 1/X_{\text{CEP}}$, pode-se escrever:

$$X_{\text{Ref}}(f) = \frac{1}{|X_{\text{CEP}}(f)| \cdot e^{-2\pi \cdot j \cdot \Phi_{\text{CEP}}(f)}} = |X_{\text{Ref}}(f)| \cdot e^{-2\pi \cdot j \cdot [-\Phi_{\text{CEP}}(f)]} \quad (51)$$

Ou seja, $\Phi_{\text{Ref}}(f) = -\Phi_{\text{CEP}}(f)$. Desse modo, o atraso de grupo do sinal de referência pode ser escrito da seguinte forma:

$$\tau_{\text{Ref}}(f) = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d[-\Phi_{\text{CEP}}(f)]}{df} = -\tau_{\text{CEP}}(f) \quad (52)$$

Portanto, o atraso de grupo resultante é o simétrico do atraso de grupo original. Ou seja, após realizar a operação descrita em (48) ou (49), cada componente espectral da resposta do sistema terá seu atraso de grupo subtraído exatamente do mesmo valor que originalmente continha o atraso de grupo do CEP utilizado como excitação. Isso equivale a dizer que a IFFT da $H(f)$ obtida com o processamento descrito em (48) ou (49) é a RI do sistema S , ou seja, $h(t)$. Essa operação equivale a uma compressão da resposta do sistema a uma excitação codificada, utilizando-se da deconvolução como processamento de sinal (ver a Figura 1 para uma comparação entre deconvolução e auto-correlação no processo de compressão do pulso codificado).

Ao realizar a compressão da resposta do sistema, três operações são, conseqüentemente, realizadas: alinhamento dos componentes em frequência do CEP, separação dos componentes harmônicos (distorções) e separação das reflexões (caso o sistema inclua um caminho acústico).

3.6.2. Detecção das reflexões na Resposta Impulsiva Espacial

Costuma-se denominar “sinal direto” aquele relacionado ao pulso de ultra-som

que percorre o menor caminho entre os transdutores de emissão e de recepção. Os demais sinais são chamados, genericamente, de reflexões, e são sempre captados após o sinal direto. A Figura 11 apresenta o efeito para três reflexões, ocorridas no fundo e nas paredes do tanque, supondo estarem a distâncias distintas do transdutor e do hidrofone. As reflexões podem ser observadas na RIE do sistema (considerando que o “sistema” engloba não apenas os equipamentos, mas também o ambiente no qual eles estão inseridos). Na Figura 11, o gráfico debaixo representa, esquematicamente, a amplitude dos principais componentes da RIE, uma vez que a onda gerada pelo transdutor (à direita, no desenho do tanque) tenha sido captada pelo hidrofone (à esquerda no mesmo desenho). Observa-se que os percursos seguidos pelas reflexões nas paredes laterais são ligeiramente menores do que aquele da reflexão no fundo, e, portanto, aparecem antes, na representação da RIE. Além disso, estando o fundo supostamente revestido de material absorvente, sua reflexão aparece com amplitude menor do que as reflexões nas paredes do tanque. Para efeitos de ilustração, as demais reflexões foram desprezadas.

Quando realizado o processamento descrito em (48), o atraso de grupo de cada componente espectral terá sido subtraído do atraso de grupo do CEP utilizado na excitação. Os componentes espectrais das reflexões terão atrasos de grupo (tempos de chegada) maiores do que os atrasos de grupo para os componentes de mesma frequência do sinal direto. Após a compressão do pulso, todos os componentes espectrais do pulso direto vão ocorrer agrupados, antes dos componentes espectrais das demais reflexões. Portanto, estes aparecerão após a chegada do pulso direto na RI. Com o “janelamento” do sinal no tempo, o pulso direto e as reflexões podem ser facilmente isolados ou mesmo quantificados. Ou seja, pode-se transformar a RIE em resposta anecóica, com as conseqüentes e inerentes vantagens desse feito. Isso não é possível com as excitações cujas fases (e, portanto, os atrasos de grupo) são pseudo-aleatórias. O raciocínio apresentado não se aplicaria nesse caso, e as distorções seriam difundidas ao longo de todo o espectro, diminuindo a relação S/R.

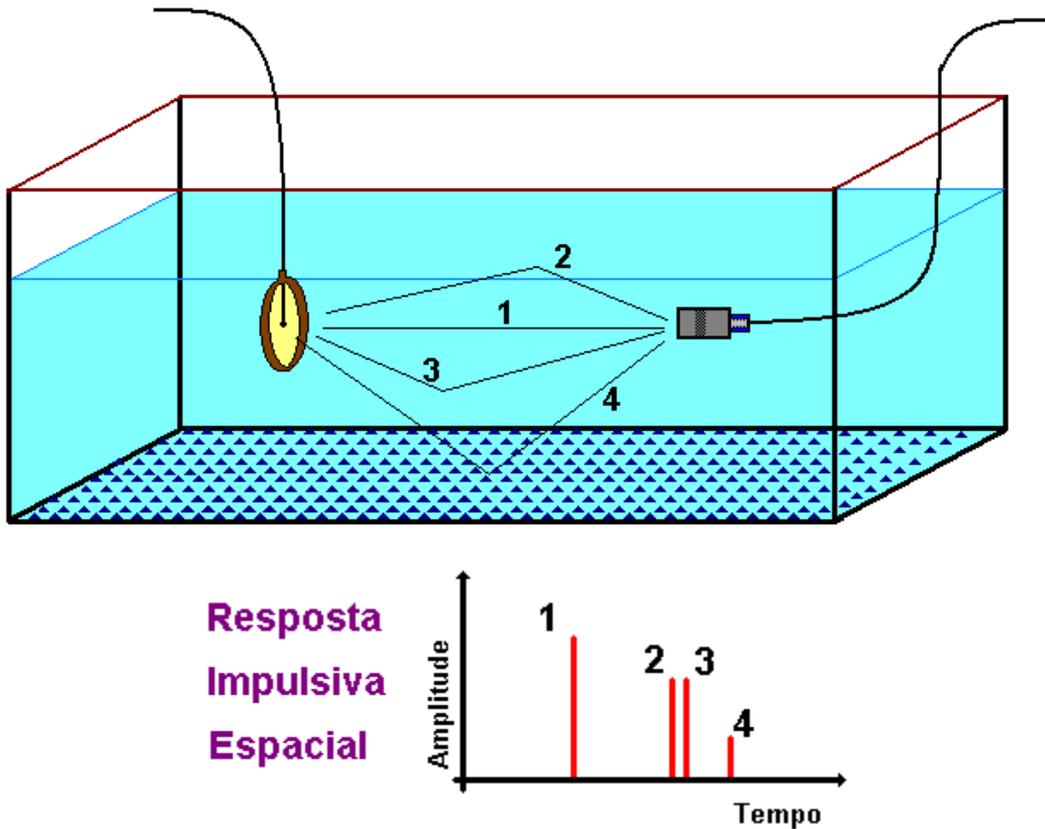


FIGURA 11. Representação de reflexões na Resposta Impulsiva Espacial: 1) Onda ultra-sônica direta; 2) e 3) Ondas refletidas nas paredes do tanque (pouca absorção e caminho acústico curto); 4) Onda refletida no fundo do tanque (muita absorção e caminho acústico longo).

3.6.3. Detecção de distorções harmônicas na Resposta Impulsiva Espacial

Uma distorção harmônica ocorre quando o sistema transfere energia da excitação que recebe para frequências múltiplas (superiores ou inferiores) da frequência de excitação. A maneira trivial de se quantificarem as distorções harmônicas é através da FFT da resposta do sistema a um tom puro, conforme descrito na Seção 3.3.2. Um sistema excitado com um CEP tem cada componente espectral apresentado em um instante, como já foi enfatizado. No caso em que o sistema gera harmônicos, a resposta apresentará, no mesmo instante, tanto componentes espectrais do sinal original (CEP) como múltiplos desses componentes. A decodificação faz com que as distorções sejam deslocadas para tempos anteriores ao da chegada do pulso direto. Isso ocorre porque as frequências superiores apresentam atrasos de grupo maiores em um CEP. Quando uma frequência aparece na resposta por ter sido gerada como harmônico do sinal de excitação, ela apresenta atraso de grupo menor do que o esperado. Portanto, na

decodificação elas são deslocadas para tempos negativos. Entretanto, as distorções harmônicas serão deslocadas para o final da RIE, uma vez que, em funções não-causais, tempos negativos não têm sentido físico. O janelamento do sinal permite, tal qual na Seção 3.6.2, isolar ou quantificar as distorções. A Figura 12 ilustra esse efeito quando um sistema que gera harmônicos é excitado com um CEP linear.

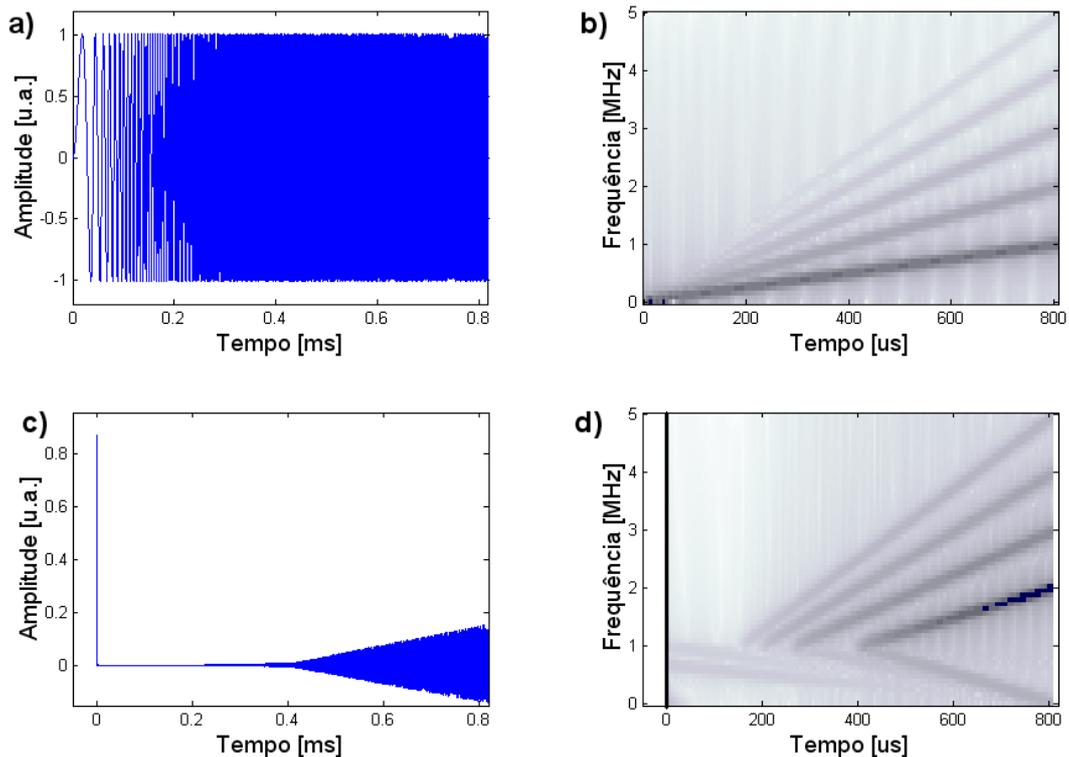


FIGURA 12. Ilustração da presença de harmônicos em um sistema definido com o auxílio de um CEP: a) CEP distorcido, com a presença de harmônicos gerados pelo sistema; b) Espectrograma do CEP distorcido; c) Resposta Impulsiva Espacial, após a deconvolução da resposta do sistema; d) Espectrograma da RIE.

No exemplo da Figura 12, observa-se que as distorções presentes no CEP são segregados, transladados para o final da RIE, obtida por deconvolução. É possível, ao invés de segregar, quantificar cada harmônico, bastando para isso realizar a deconvolução com um espectro de referência apropriado. Essa técnica pode ser empregada na detecção de harmônicos gerados por tecidos biológicos ou por bolhas usadas como agentes de contraste na formação de imagens por ultra-som [14].

3.7. Síntese de Pulso de Excitação Codificado com Magnitude Arbitrária de Resposta em Freqüência e Envelope Constante

Sinais senoidais com envelope constante apresentam cerca de 3 dB de fator de

crista, o que pode ser considerado um bom aproveitamento da faixa dinâmica do sistema de geração de sinais. Por ser uma senóide, o CEP com envelope constante apresenta fator de crista dessa ordem, e será preferido em relação a CEP com envelopes não constantes. No entanto, algumas aplicações específicas podem se beneficiar de CEP com envelopes não constantes [27], mas não é o caso das aplicações metrológicas em ultra-som compreendidas no escopo deste trabalho.

Um CEP pode ser codificado no domínio do tempo ou da frequência. A construção de uma varredura de senos a partir de uma fórmula pré-definida para a frequência em função do tempo, conforme apresentado em (22), é quase intuitiva, e de fácil execução. Embora, com essa formulação, o envelope constante esteja garantido ($A(t)$ mantido constante), o espectro resultante não é o esperado. Por exemplo, um CEP linear deveria apresentar, em tese, espectro absolutamente plano. Mas como, na prática, o sinal é confinado em uma janela retangular quando construído segundo (22), o resultado é que o EF do CEP ideal deve ser convoluído com uma função $\text{sinc}(x)$, por ser o EF da janela retangular, para obter o espectro real do CEP construído no domínio do tempo. A Figura 13 ilustra esse efeito.

No entanto, uma formulação mais elegante consiste em desenvolver o sinal no domínio da frequência, já que, desse modo, o EF do sinal resultante não apresenta as imperfeições quando a síntese é feita no domínio do tempo (ver, também, a Figura 13). Nesse caso, embora o EF seja tal qual o esperado, o envelope não é absolutamente constante. As oscilações de Fresnel presentes no sinal temporal são fruto de um processo semelhante ao ocorrido quando o sinal é construído no domínio do tempo, mas no sentido contrário. O compromisso entre fator de crista e quão fidedigno o espectro deve ser a um previamente estabelecido deve ser considerado ao adotar uma ou outra forma de construir o CEP. Neste texto, a prescrição do EF do CEP é mais importante do que a perfeição do envelope, porquanto será essa a técnica adotada na sua construção.

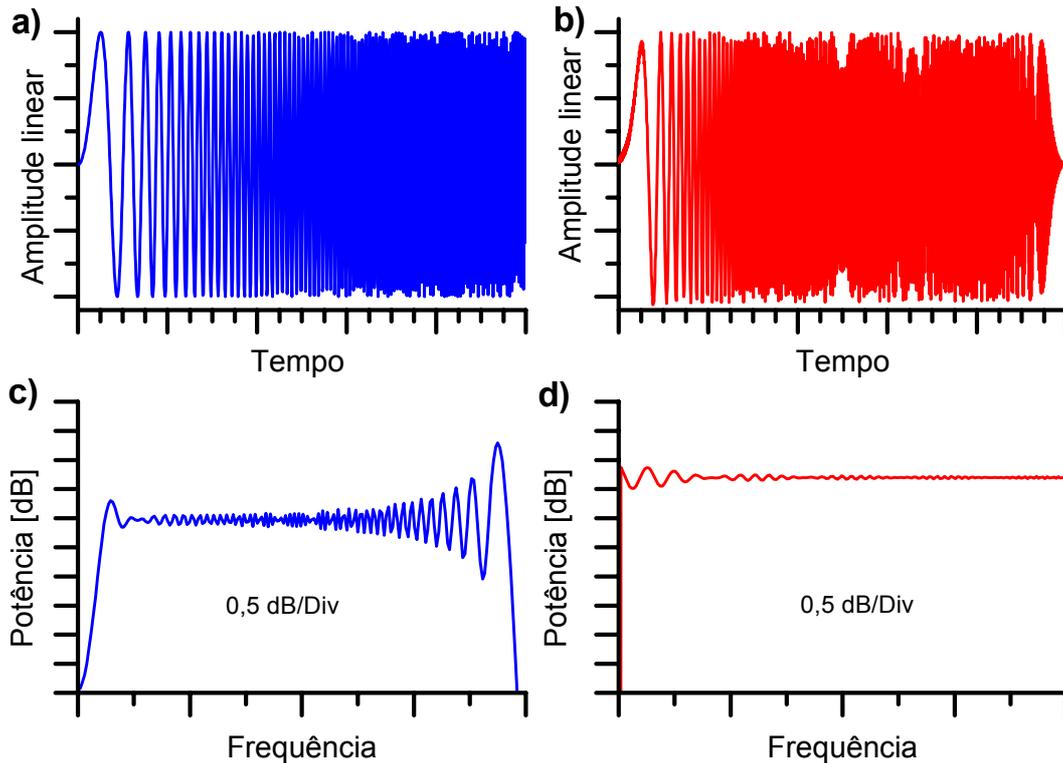


FIGURA 13. Exemplos de Pulsos de Excitação com Codificação linear: a) CEP construído no domínio do tempo; b) CEP construído no domínio da frequência; c) Espectro de frequências da onda do gráfico a); d) Espectro de frequências da onda do gráfico b).

3.7.1. Prescrição de um espectro de frequências para o CEP

Na Seção 3.4, procurou-se deixar claro que o aumento da energia relativa do sinal de excitação em determinadas faixas do espectro de frequências resultaria em uma maior relação S/R, considerando a mesma potência total. Também ficou claro que a única forma de se obter isso para um sinal com envelope constante seria variar a duração do sinal em cada faixa de frequência, essencialmente aumentando o tempo em que o sistema é excitado nas frequências em que naturalmente apresenta pior resposta. O atraso de grupo foi introduzido na Seção 3.5 como sendo justamente a função que define o instante em que cada componente do EF ocorre ao longo da duração de um CEP. Portanto, construindo uma função de atraso de grupo apropriadamente, é possível prescrever o tempo (e, portanto, a duração) de cada frequência do espectro do sinal. Com isso, é possível aumentar a energia relativa dos componentes espectrais do CEP arbitrariamente. A resposta gerada pelo sistema a esse sinal de excitação apresentará uma curva equalizada de potência, ou seja, amplitude igual em todos os componentes de

seu EF.

Uma maneira de realizar o procedimento descrito acima consiste em construir uma função atraso de grupo a partir do inverso da magnitude da RF do sistema que se pretenda equalizar a resposta. O procedimento, descrito na seção seguinte, foi adaptado de [27], utilizando as formulações descritas também em [8], [9] e [18], utilizando a relação (39), deduzida na Seção 3.5. Embora não seja necessário especificar a magnitude espectral arbitrária a partir do inverso da FT, essa abordagem será utilizada em diversas etapas desta tese. Deve-se ter em mente que essa não é uma exigência da codificação de CEP.

3.7.2. *Definição do atraso de grupo a partir do inverso da Resposta em Frequência de um sistema*

O projeto de um CEP deve iniciar com a determinação de sua duração e da largura de banda, que são limitações geralmente impostas pela instrumentação. Como a aplicação da teoria aqui descrita será realizada em equipamentos digitais, o equacionamento adotará uma formulação digital dos parâmetros.

Considerando $|H(f)|$, a magnitude da RF de um sistema S , o inverso dessa magnitude será a magnitude do CEP, denominada $|X_{CEP}(f)|$. Naturalmente, a inversão deve se limitar a uma largura de banda de interesse, escolhida apropriadamente para evitar que regiões de muita pouca eficiência do espectro (normalmente as extremidades, quando se tratar de transdutores ultra-sônicos, p.ex.) sejam utilizadas. O inverso de um valor próximo de zero é próximo de infinito, e não limitar a banda do CEP significa colocar muita energia do CEP nas extremidades do espectro, e pouca na região próxima à ressonância. A largura de banda contemplada deve ser escolhida em função da energia do CEP, ou seja, de seu comprimento. Na prática, após a inversão, deve-se atribuir valor 0 (zero) às frequências fora da banda de interesse. A potência do sinal deverá ser distribuída ao longo de sua duração, definida entre os instantes inicial e final de atraso de grupo (τ_{ini} e τ_{fn}). Portanto cada “instante” (definido pela resolução temporal do sinal, ou seja, $1/F_{am}$, onde F_{am} é a Frequência de Amostragem) deverá conter, na média, a potência ΔP , definida em (53):

$$\Delta P = \frac{\sum_{i=1}^{Npts/2} |X_{CEPi}|^2}{\tau_{fin} - \tau_{ini}} \quad (53)$$

onde $|X_{CEPi}|$ é a magnitude de $X_{CEP}(f)$ para a frequência que ocupa a posição i no eixo discreto de frequências e $Npts$ é o número de pontos que o CEP irá conter. Quando $i = Npts/2$, a frequência será a frequência de Nyquist (metade de Fam).

Depois de ΔP ter sido definida, o atraso de grupo pode ser construído passo a passo para cada valor de frequências entre Δf e $Fam/2$, segundo a fórmula recursiva apresentada em (54). A menor frequência do espectro, representada por Δf , é numericamente igual a resolução espectral, ou seja, $Fam/Npts$.

$$\tau_i = \tau_{i-1} + \frac{|X_{CEPi}|^2}{\Delta P}, \quad (\tau_0 = \tau_{ini}) \quad (54)$$

Ao final das iterações entre $i=1$ e $i = Npts/2$, obtém-se um vetor com o atraso de grupo do CEP. A relação presente em (54) garante que o espectro do CEP será o prescrito, mantendo a duração e a largura de banda previstas para a varredura. Essa relação, discreta, deve ser comparada com a versão contínua presente em (41). Essencialmente o que (54) estabelece é que o incremento do atraso de grupo para uma determinada frequência (representada pelo índice i) é proporcional à magnitude do espectro nessa mesma frequência $|X_{CEPi}|$. Portanto, o aumento da energia relativa se dá aumentando a duração do sinal, e não sua amplitude, conforme discutido na Seção 3.4.1.

3.7.3. Geração do Pulso de Excitação Codificado – CEP

O passo seguinte, depois de definido o atraso de grupo do CEP, é gerar a fase do sinal. A integral numérica do atraso de grupo, descrito em (54), em função da frequência, resulta em um vetor de fases que representa $\Phi_{CEP}(f)$ em (45), e deve ser construída de acordo com (44). O vetor de fases apresenta progressão monótona crescente (se a fase for “desempacotada” – *unwrapped*), entre Δf e $Fam/2$. Uma vez que estão disponíveis $|X_{CEP}(f)|$ e $\Phi_{CEP}(f)$ do EF do CEP, o espectro complexo é

obtido aplicando-se (45).

O CEP é obtido através da IFFT do seu espectro complexo $X_{CEP}(f)$, acrescido de seu complexo conjugado rebatido para as frequências entre $Fam/2$ e a frequência de amostragem (Fam).

Como a codificação foi obtida a partir de uma magnitude arbitrária de uma RF $|H(f)|$, será utilizado o mnemônico CEP-AMag para se referir a ela (proveniente de *Coded Excitation Pulse with Arbitrary Magnitude*). A magnitude da RF do sistema S , $|H(f)|$, segue o apresentado na Seção 3.7.2.

3.8. Reflexões sobre o CEP-AMag

Teoricamente, ao excitar um sistema com um CEP-AMag construído a partir do inverso da magnitude de sua RF, o EF da resposta será plana em todas as frequências (de interesse) do espectro. Na prática, alguns detalhes podem não viabilizar completamente a equalização. Entre eles está o ruído de fundo do sistema (e do ambiente). A equalização da resposta do sistema só poderá ocorrer naquelas frequências em que haja suficiente relação S/R para determinar com precisão a FT. Portanto, ter uma idéia do ruído de fundo antes de construir o CEP-AMag, e construí-lo adequadamente, poderá evitar resultados espúrios com sua utilização.

Outro fator limitante no processo de equalização da resposta à excitação com CEP-AMag é a faixa dinâmica dos componentes do sistema. Tal qual o ruído de fundo, impede que a compensação da potência na saída do sistema seja em uma banda infinitamente larga, abrangendo todo o espectro útil. Geralmente, limita-se a amplitude da FT do sistema que se pretende equalizar, o que deve ser função da faixa dinâmica e do ruído de fundo do sistema. A Figura 14 ilustra esse efeito. No exemplo, a faixa dinâmica da instrumentação está representada pela amplitude **a**. O nível de ruído de fundo está à amplitude **b** abaixo da ressonância do sistema, e a faixa dinâmica do sistema está representada pela amplitude **c**. Nesse caso, a máxima largura de banda mensurável é limitada pela faixa dinâmica da instrumentação de medição (amplitude **a**), embora o sistema mecânico apresentasse faixa dinâmica muito maior (amplitude **c**). Ainda nesse caso em particular, mesmo se a instrumentação apresentasse faixa dinâmica maior do que a do sistema, o ruído de fundo (amplitude **b**) limitaria a medição.

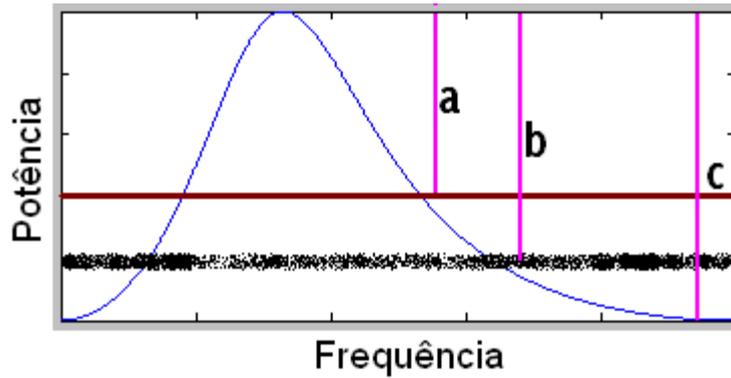


FIGURA 14. Ilustração das limitações impostas pela instrumentação e/ou ruído de fundo na correta determinação da FT de um sistema: a) amplitude da faixa dinâmica da instrumentação; b) nível de ruído de fundo; c) faixa dinâmica do sistema a ser medido.

Possivelmente, para aplicações em metrologia na área de ultra-som, o fator limitante no processo de equalização mais crítico talvez seja a duração máxima que o CEP possa ter. Para gerar um CEP-AMag, é necessário um gerador arbitrário de funções capaz de receber (armazenar) sinais definidos pelo usuário como um vetor de pontos. A duração máxima possível é característica do tamanho da memória do gerador, e pode restringir a aplicabilidade da técnica.

3.9. Utilização do CEP-AMag, passo a passo

A seguir será descrita a seqüência que se deve seguir para gerar e utilizar um CEP com magnitude espectral arbitrária.

1. Definir a magnitude espectral (Seção 3.7.1). Se o interesse for equalizar a RF da resposta de um sistema, sua magnitude deve ser determinada, inicialmente. Para isso, pode-se utilizar um CEP linear, por exemplo.
2. Utilizando (53) e (54) da Seção 3.7.2, constrói-se a função atraso de grupo a partir da magnitude espectral pré-definida.
3. A fase espectral é obtida segundo (44), por integração do atraso de grupo.
4. Com a magnitude e fase determinadas, o espectro complexo é, então, gerado, aplicando-se (45). Ele será chamado de espectro de referência.
5. Por IFFT, o CEP é obtido do espectro complexo.
6. O CEP pode ser, então, utilizado para excitar o sistema que emprestou a magnitude espectral para que fosse construído. A resposta a essa excitação deve

apresentar magnitude espectral plana, dentro da faixa de frequências de interesse. Isso leva a uma melhor relação S/R nas regiões do espectro compensadas.

7. A RIE é obtida por deconvolução, i.e., dividindo-se o espectro da resposta pelo espectro de referência e, finalmente, por IFFT dessa razão.
8. Com a RIE em mãos, pode ser janelado o sinal direto, quantificadas as distorções, determinados os tempos de vôo das diversas reflexões, entre outras operações possíveis.
9. No caso de ser janelado o sinal direto, a FT pode ser determinada aplicando-se a TF nesse trecho do sinal. O trecho janelado pode ser denominado a Resposta Impulsiva do sistema.

4. RECURSOS E SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Neste capítulo serão apresentadas as principais ferramentas computacionais utilizadas no desenvolvimento da tese. A grande maioria dos gráficos apresentados foi elaborada em Origin® 7.0 (OriginLab Corporation, Northampton, MA, USA). As simulações computacionais foram realizadas em Matlab® (The MathWorks, Inc., Natick, MA, USA) ou LabVIEW™ 6.1 (National Instruments Corporation, Austin, TX, USA). A automação das medições foi realizada em LabVIEW™ 6.1. Os gráficos ilustrativos e desenhos de exemplos foram confeccionados em Microsoft® Paint versão 5.1 (Microsoft Corporation, Redmond, WA, USA).

As rotinas e aplicativos desenvolvidos em Matlab, apresentados a seguir, estão listados no Apêndice B.

4.1. Rotinas e aplicativos desenvolvidos em Matlab

A seguir serão apresentadas as rotinas desenvolvidas em Matlab para simular vários aspectos da geração do campo ultra-sônico, do comportamento de um sistema linear e da aplicação de varreduras de senos. Essas rotinas foram empregadas basicamente como ferramentas para melhor compreensão dos fenômenos físicos envolvidos, e foram implementadas a partir dos conceitos teóricos apresentados no Cap. 2. Muitas das figuras apresentadas naquele capítulo foram geradas com o auxílio das rotinas apresentadas a seguir.

4.1.1. *RF_Sist.m* – simula o módulo da Resposta em Frequência de um sistema

A rotina simula o módulo da RF de um sistema a partir dos parâmetros informados na linha de comando, que são:

- tipo de curva do espectro (gaussiano, plano ou logarítmico);
- Frequência de Amostragem (em Hertz); e
- Número de Pontos da RF.

No caso do módulo da RF ser uma curva gaussiana, devem ser informados, ainda, a Frequência Central, FC , da RF, seu Fator de Qualidade, FQ , definido como a relação entre a frequência central e largura de banda de meia potência, i.e, $FQ = FC/BW$ (onde BW é a largura de banda do sistema), e a amplitude mínima da RF (em dB). Também

são gerados os coeficientes de um filtro FIR (*Finite Impulse Response*) a partir da RF simulada. A quantidade de coeficientes é informada pelo usuário. A rotina foi utilizada na simulação da equalização da potência emitida por transdutores (ver a Seção 4.2). A Figura 15 apresenta uma saída típica da rotina.

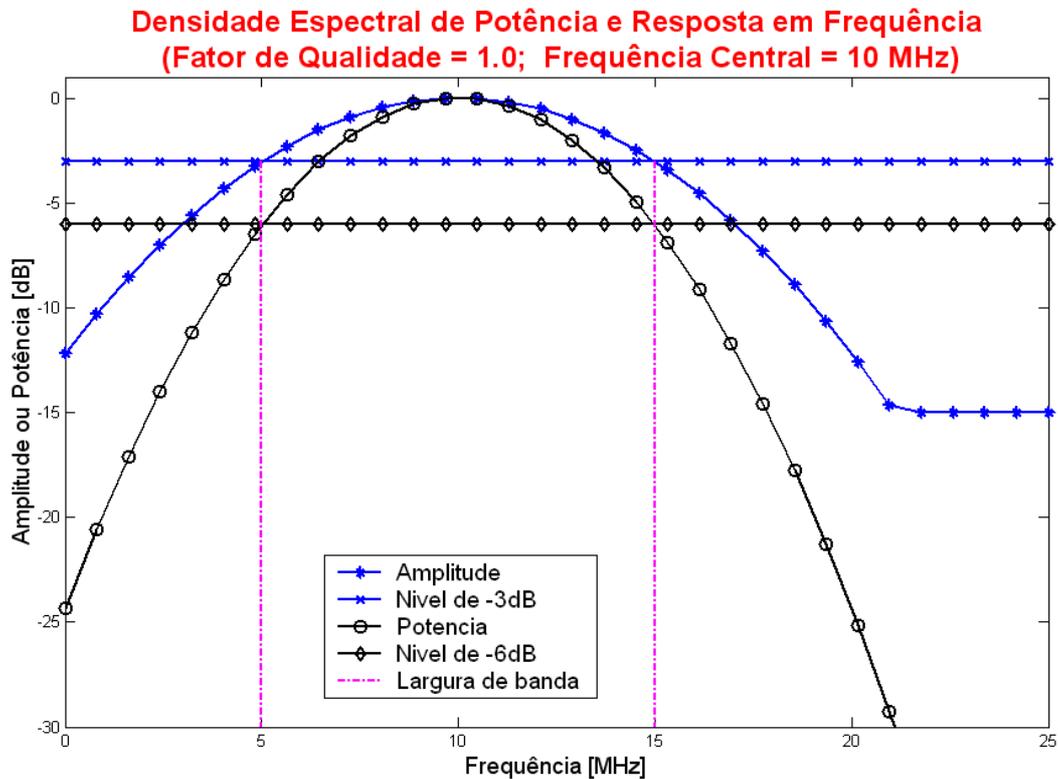


FIGURA 15. Exemplo da saída gerada pela rotina *RF_Sist*.

Em uma situação real, para se equalizar a potência emitida por um transdutor, sua RF deveria ser previamente obtida a partir da medição de suas características, isto é, de uma calibração. Como normalmente o módulo da RF de transdutores apresenta um formato gaussiano, foram especificados dois parâmetros: Frequência Central (*FC*) e Fator de Qualidade (*FQ*). A RF foi então simulada por uma curva gaussiana, centrada em *FC* e com desvio padrão (σ) tal que 50% da energia da RF ficasse limitada a $FC \pm 0,5 \times BW$, onde *BW* é a largura de banda do transdutor.

O outro parâmetro informado é a amplitude mínima da RF, em dB. Esse parâmetro determina a faixa dinâmica com a qual será construída a RF, ou a PSD, do sistema. No exemplo da Figura 15, a RF está limitada em -15 dB.

Segundo [31] (pg 916-919), o fator de qualidade de um filtro pode ser definido como:

$$FQ^2 = \frac{\{E[P_x(f)]\}^2}{\text{var}[P_x(f)]} \quad (55)$$

onde $P_x(f)$ é um estimador do espectro de potência do filtro e $\text{var}[\bullet]$ é a variância desse estimador. A equação (55) é equivalente a $FQ = FC/\sigma_{RF}$, onde FC é a frequência central (ou média, ou valor esperado) da RF do filtro e σ_{RF} é o desvio padrão da RF. Em sistemas mecânicos, que podem ser considerados filtros analógicos, o chamado “fator de ressonância de meia potência” é uma medida da largura de banda na qual cada componente espectral tenha pelo menos 50% da potência que o sistema gera (ou que por ele passa) – ver [104] para referência. Essa definição concorda com a de largura de banda de –6 dB para transdutores, como pode ser observado em [105]. Analisando o gráfico da Figura 16, observa-se que a abscissa que coincide com a Amplitude de –3 dB e Potência de –6 dB é de aproximadamente $FC \pm 1,675 \times \sigma_{RF}$ (esse valor numérico pode ser extraído de tabelas estatísticas de distribuições normais). Portanto, se a curva do módulo da RF for igual à curva de uma distribuição normal (gaussiana), uma queda de –6 dB na potência implica em largura de banda de aproximadamente $2 \times 1,675 \times \sigma_{RF}$, onde σ_{RF} é o desvio padrão da distribuição.

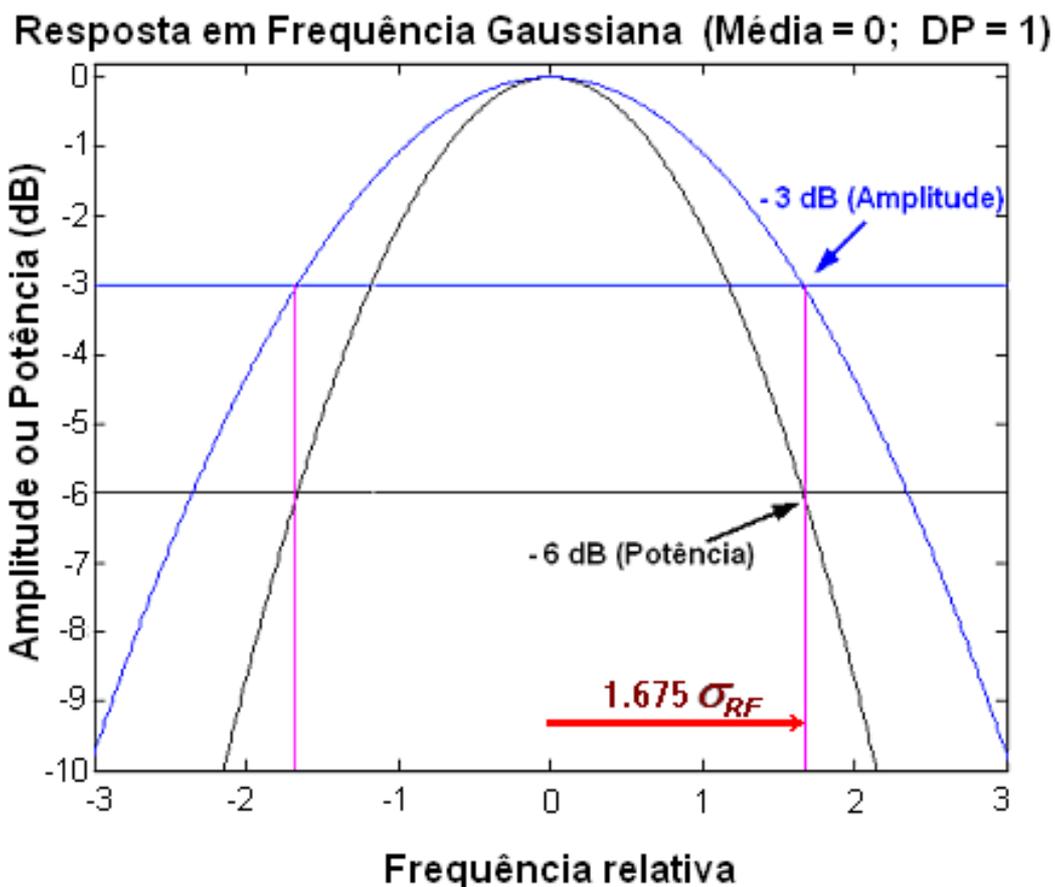


FIGURA 16. Resposta em Frequência com distribuição gaussiana (Potência) e raiz quadrada da distribuição gaussiana (Amplitude).

4.1.2. *CEP_AMag.m* – cria o sinal no tempo a partir da magnitude do PSD

Essa rotina sintetiza um CEP-AMag a partir da magnitude do PSD, que pode ser obtida, por exemplo, da RF de um sistema ou de um transdutor do qual se pretenda equalizar a potência emitida. Na Figura 17 podem ser vistos os gráficos gerados por uma saída típica da rotina, ou seja, a PSD especificada para a rotina na entrada, a varredura gerada (sinal no tempo e espectrograma) e o atraso de grupo da varredura. No exemplo, a PSD de entrada foi gerada com a rotina *RF_Sist*, descrita anteriormente.

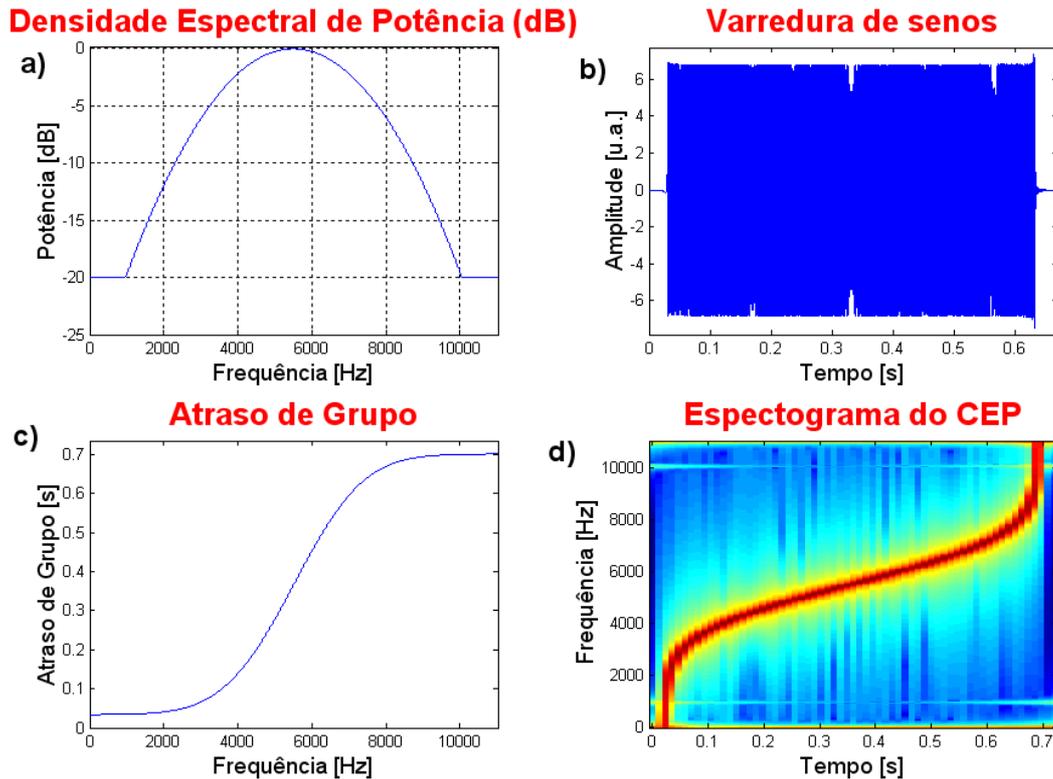


FIGURA 17. Exemplo da saída da rotina *CEP_AMag*: a) PSD da varredura; b) Varredura, no tempo; c) Atraso de grupo da varredura; d) Espectrograma da varredura.

4.1.3. *Equal_PotTx.m* – simula a equalização da potência de saída de um transdutor

Nessa rotina, *RF_Sist.m* e *CEP_AMag.m* são utilizadas para simular o processo de equalização da saída de um sistema ultra-sônico. A partir de uma RF, que pode ser, em tese, de um sistema ou de um elemento do sistema (como o transdutor, por exemplo), é gerado um CEP-AMag com PSD igual ao inverso da PSD do sistema. Em geral, as extremidades da curva de magnitude da RF de sistemas ultra-sônicos tendem a zero. O inverso de um número pequeno (tendendo a zero) é muito grande (tendendo a infinito). No protocolo de geração de CEP-AMag adotado, o inverso das extremidades da PSD do sistema irá gerar valores elevados para a PSD da varredura. Isso equivale a dizer que grande parte da energia do sinal será empregada para compensar pequenas regiões do espectro, localizadas nas extremidades da PSD. Para evitar que isso aconteça, as extremidades da PSD que será utilizada para gerar o CEP-AMag são apropriadamente truncadas, segundo um parâmetro definido pelo usuário, a faixa dinâmica da varredura. Um filtro FIR com RF idêntica a do sistema é implementado e convoluído com o CEP-AMag, simulando sua utilização como sinal de excitação. A resposta do sistema a essa

excitação deve ser, teoricamente, plana, ou pelo menos deve apresentar largura de banda aumentada significativamente. A rotina *Equal_PotTx.m* é a base da simulação descrita na Seção 4.2. A Figura 18 mostra um exemplo dos gráficos gerados pela rotina. Nesse exemplo, foi utilizada uma RF gaussiana limitada entre 100 Hz e 11.000 Hz. A frequência de amostragem foi de 22.050 Hz, FC igual a 5.500 Hz e FQ igual a 0,9. Foi estabelecido um limite de faixa dinâmica de -30 dB para a PSD do sistema e o CEP foi gerado com duração de 2 segundos. Observa-se no gráfico do canto inferior direito (Figura 18d) que, após a filtragem, a PSD da saída ficou plana, com variação bem inferior a 3 dB, até aproximadamente a Frequência de Nyquist.

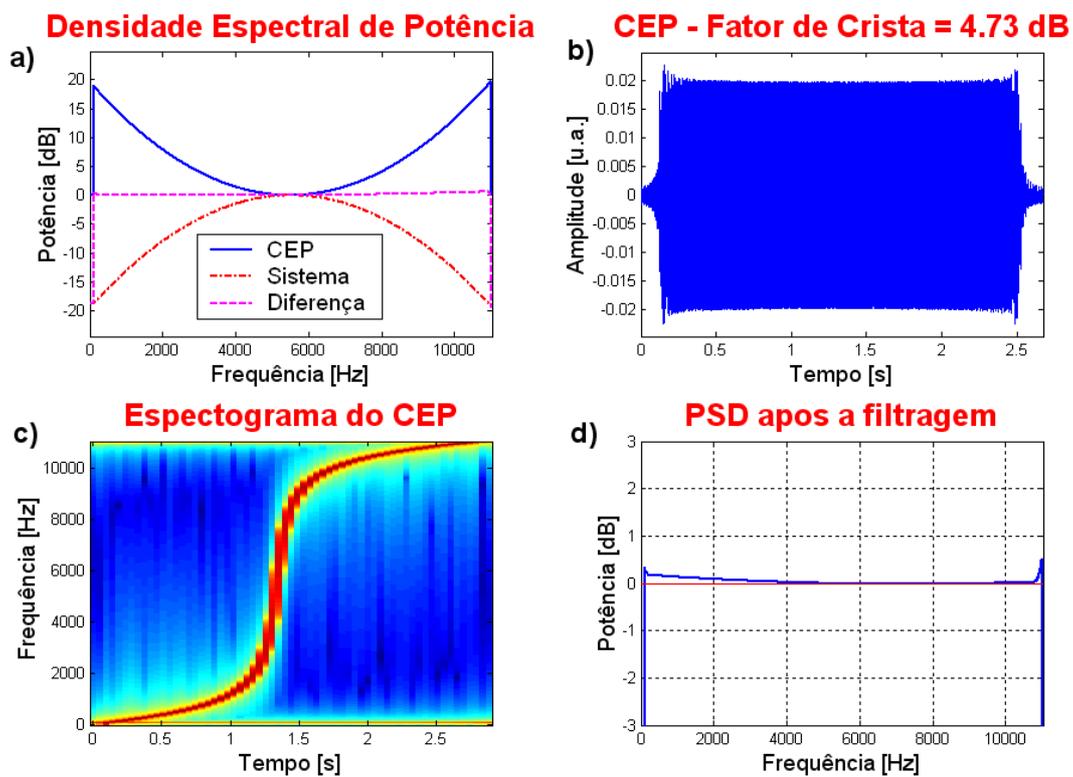


FIGURA 18. Exemplo da saída da rotina *Equal_PotTx.m*: a) PSD do sistema e da varredura; b) Varredura, no tempo; c) Espectrograma da varredura; d) PSD da resposta do sistema ao ser excitado com o CEP-AMag.

4.2. Equalização da resposta de transdutores

A primeira abordagem adotada nesta pesquisa foi a simulação computacional da aplicabilidade das varreduras de senos em metrologia, utilizando parâmetros típicos de ultra-som. O propósito das simulações foi estabelecer um contato mais próximo com o objeto da pesquisa, o tipo de excitação utilizada, e ter uma idéia dos possíveis problemas a serem enfrentados durante os experimentos. A primeira simulação

realizada teve como objetivo equalizar a resposta de um sistema linear à excitação codificada, o CEP-AMag [106]. As simulações apresentadas a seguir diferem das da referência [106] quanto aos parâmetros avaliados e à forma de analisar os resultados obtidos.

4.2.1. Materiais e métodos

Foram utilizadas as rotinas *RF_Sist*, *CEP_AMag* e *Equal_PotTx*. A partir de diferentes valores para os parâmetros largura de banda e frequência central, foram criadas RF simuladas de sistemas lineares representando transdutores. Foi utilizada a rotina *RF_Sist* para esse fim. A rotina *CEP_AMag* foi utilizada para criar uma varredura com magnitude espectral idêntica ao inverso da RF simulada para o sistema. Na etapa de inversão da RF, foram estabelecidos limites entre frequências de corte mínima e máxima, bem como a faixa dinâmica do espectro de potência (que por sua vez também limita a faixa de frequências de interesse). A duração do sinal é outro fator relevante na criação do *chirp*, e foi uma das variáveis na simulação. Há uma questão de compromisso entre a duração do sinal, faixa dinâmica e faixa de frequências de interesse na equalização. A frequência central da RF do sistema simulado é outro parâmetro a ser avaliado na simulação. A Tabela 1 lista os parâmetros utilizados nas simulações. Para cada simulação foi escolhido um parâmetro variável. A rotina desenvolvida para realizar as simulações descritas a seguir foi a *Teste_Eq.m*, listada no Apêndice B.

TABELA 1. Parâmetros das 4 simulações realizadas para aumentar a largura de banda da resposta de um sistema ao CEP-AMag.

Id #	Duração [ms]	Frequência Central [MHz]	Faixa Dinâmica [dB]	Fator de Qualidade
1	2	4	40	10, 5, 3 e 2
2	2	3, 4 e 5	40	5
3	2	5	40, 50 e 60	5
4	1, 2 e 4	5	50	5

Em todas as simulações, a menor frequência de interesse foi 0,10 MHz, e a maior de 10 MHz, embora a faixa de frequências de interesse tenha sido, em todos os casos, limitada pela faixa dinâmica. A frequência de amostragem foi ajustada em 22 MHz, um pouco acima do dobro da maior frequência de interesse.

O objetivo da simulação foi aumentar a largura de banda da resposta do sistema à excitação codificada. A resposta do sistema à excitação codificada pode ter, no máximo, largura de banda igual a faixa de frequências de interesse. A simulação foi considerada bem sucedida nos casos em que a largura de banda de meia potência da resposta do sistema à excitação fosse igual a faixa de frequências de interesse. Caso contrário, o resultado da simulação foi considerado não satisfatório. Os valores do parâmetro variável foram escolhidos de forma que os resultados ficassem no limiar de simulações bem e mal sucedidas. A análise dos resultados será feita comparando os parâmetros das simulações bem sucedidas com os das simulações não satisfatórias. A Figura 19 apresenta resultados típicos de uma simulação bem sucedida e uma não satisfatória. Os exemplos foram desenvolvidos com parâmetros diferentes daqueles utilizados nas simulações, apenas para poder ilustrar bem o problema.

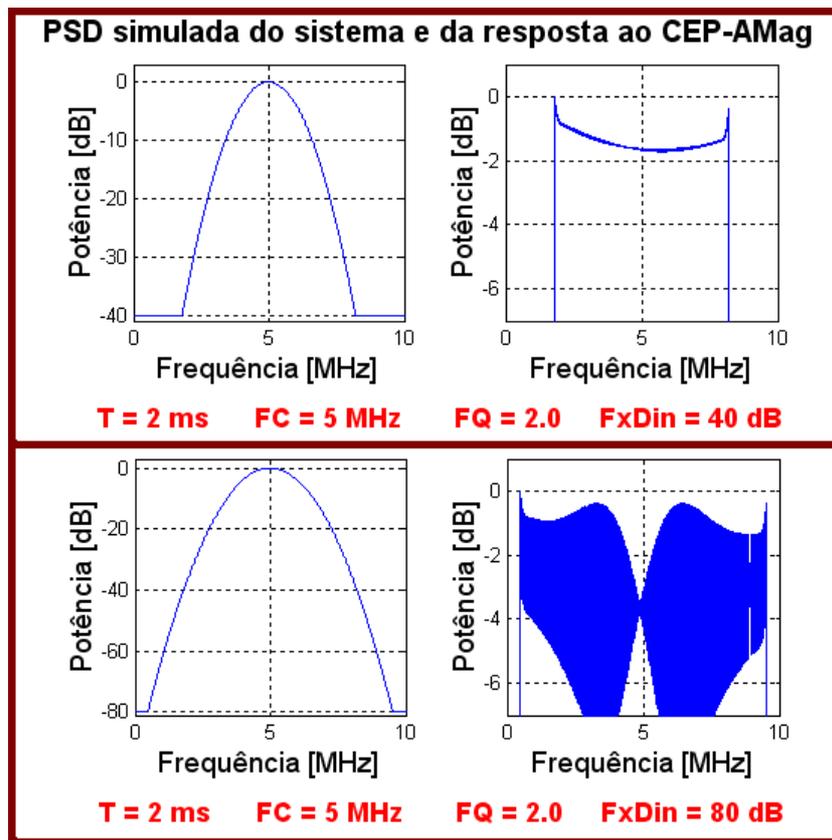


FIGURA 19. Exemplos de uma simulação bem sucedida (gráfico de cima) e não satisfatória (abaixo). T é a duração da varredura, FC é frequência central, FQ é o fator de qualidade da RF do sistema e FxDin é a faixa dinâmica da RF.

4.2.2. Resultados

Serão apresentados os gráficos de todas as simulações realizadas, agrupados de acordo com o parâmetro variável em cada conjunto.

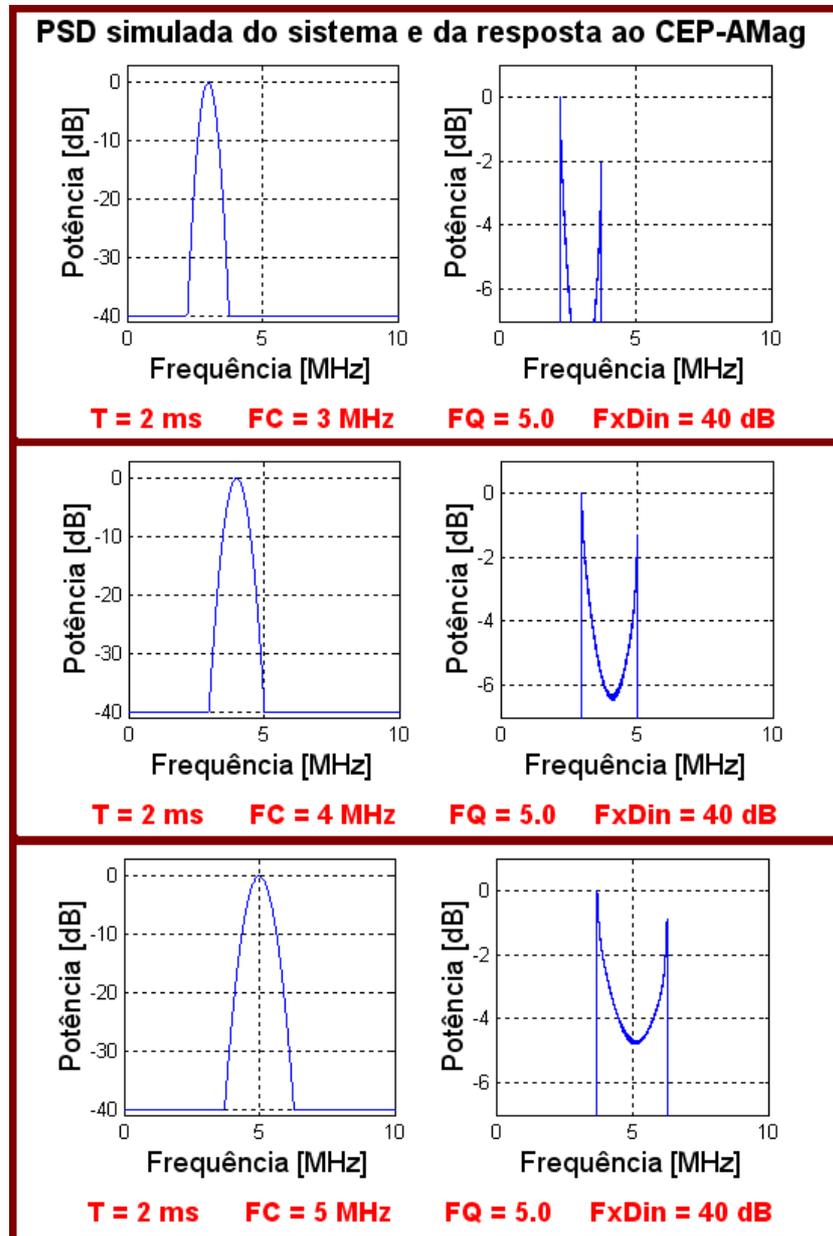


FIGURA 20. Resultado do Segundo Grupo. Parâmetro variável: Frequência central (3 MHz, 4 MHz ou 5 MHz). Duração = 2 ms, Fator de Qualidade = 5, Faixa dinâmica = 40 dB.

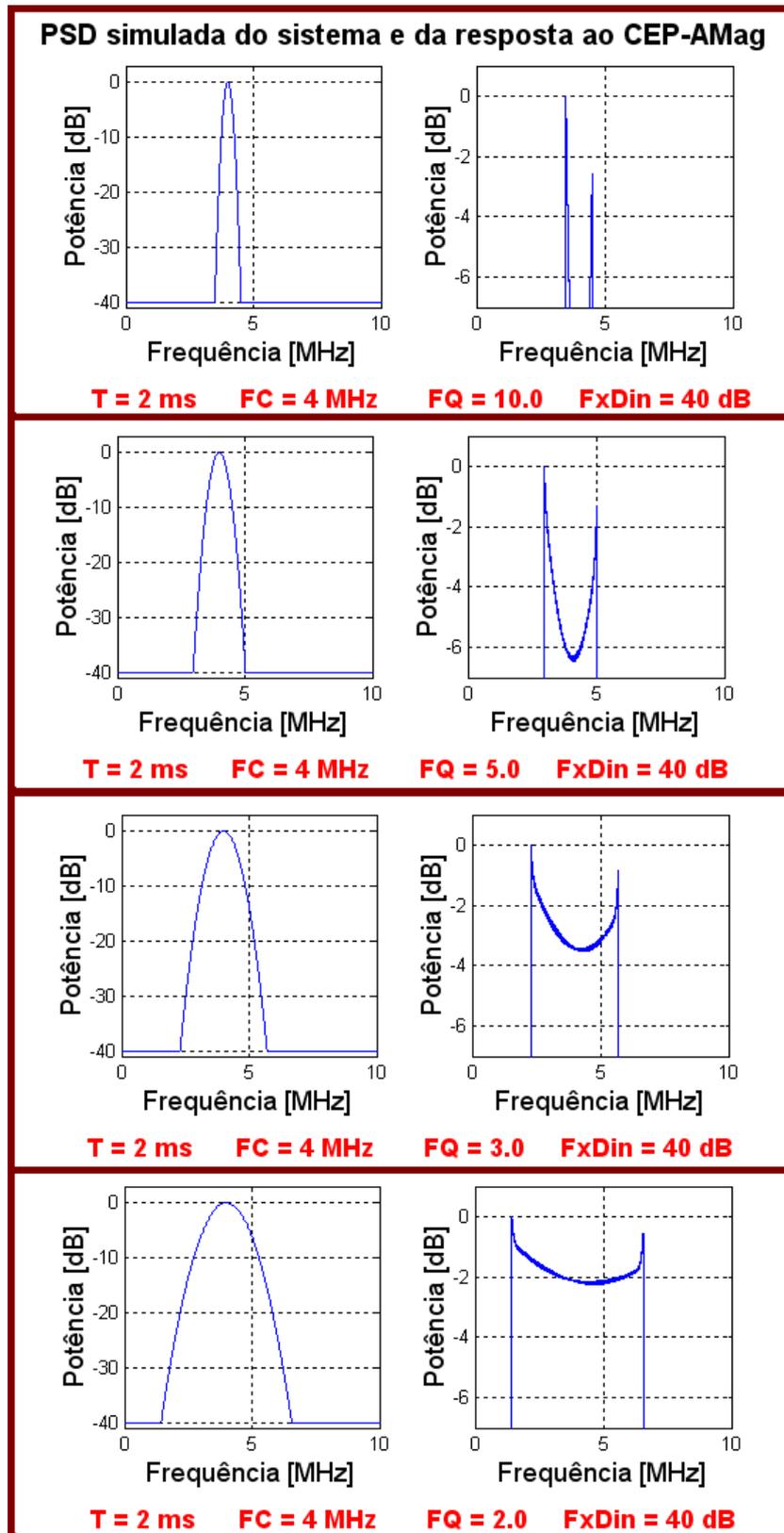


FIGURA 21. Resultado do Primeiro Grupo. Parâmetro variável: Fator de Qualidade (10, 5, 3 ou 2). Duração = 2 ms, Frequência central = 4 MHz, Faixa dinâmica = 40 dB.

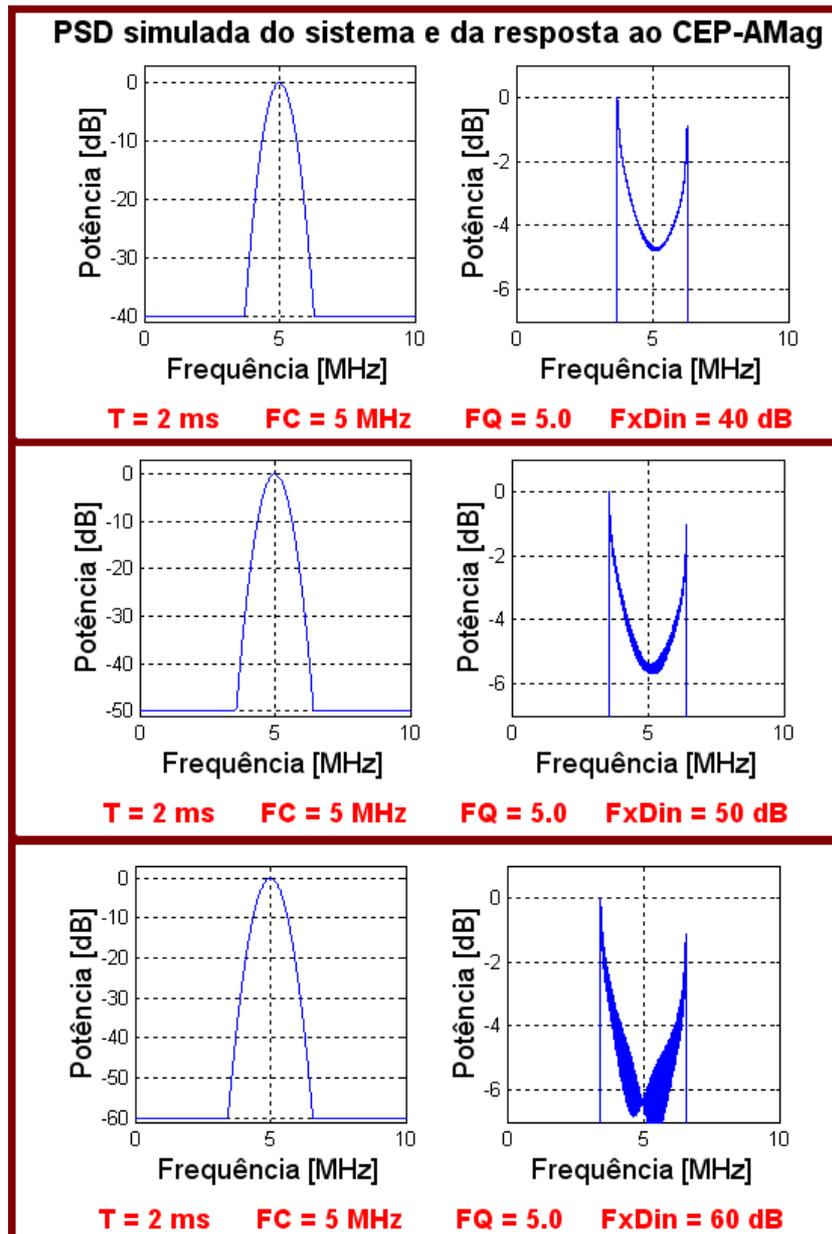


FIGURA 22. Resultado do Terceiro Grupo. Parâmetro variável: Faixa dinâmica (40 dB, 50 dB ou 60 dB). Duração = 2 ms, Frequência central = 5 MHz, Fator de Qualidade = 5.

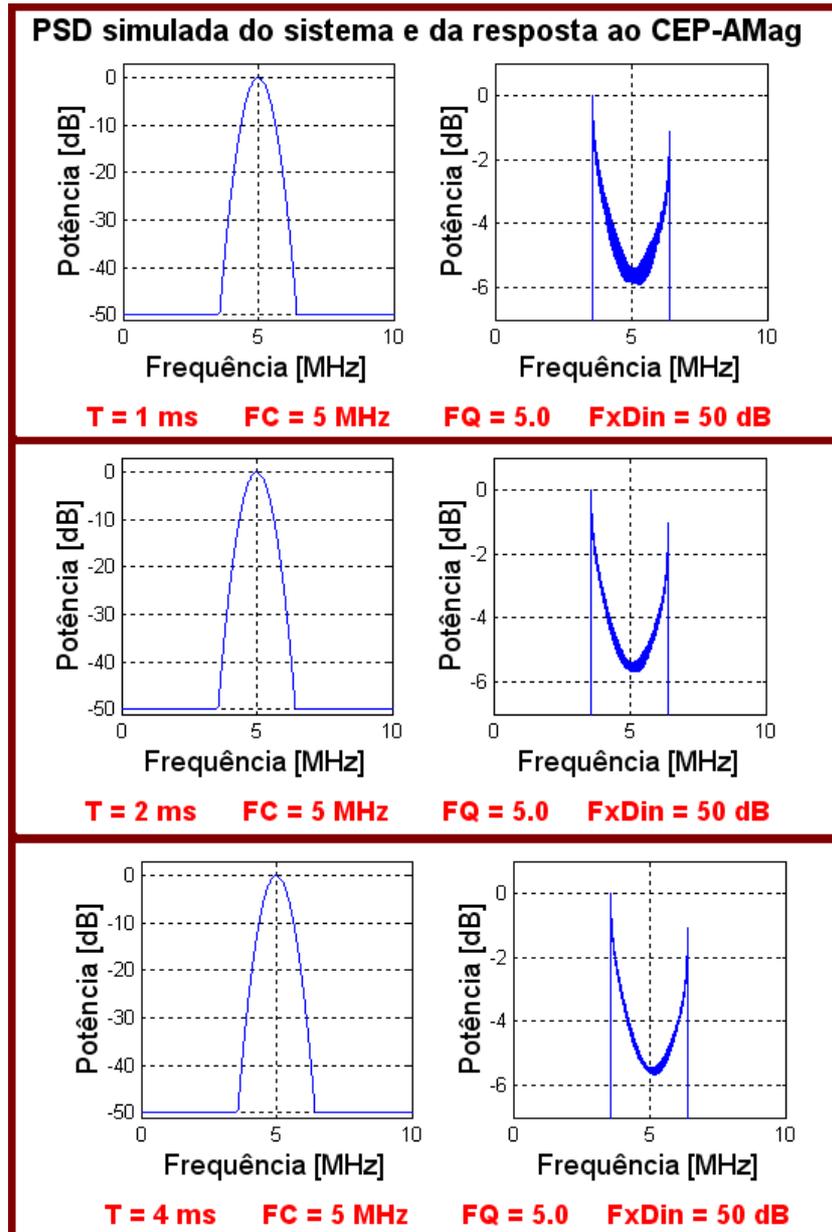


FIGURA 23. Resultado do Quarto Grupo. Parâmetro variável: Duração (1 ms, 2 ms ou 4 ms). Fator de Qualidade = 5, Frequência central = 5 MHz, Faixa dinâmica = 50 dB.

4.2.3. Discussão

As simulações permitiram avaliar os efeitos dos quatro parâmetros (Duração do sinal, Fator de qualidade, Frequência central e Faixa dinâmica). Observando-se a Figura 21, fica clara a importância da largura de banda do sistema no sucesso de tentar a equalização de sua resposta. Sistemas com RF muito estreita apresentam menor sucesso na equalização da potência de saída. Na Figura 21, os sistemas com fatores de qualidade de 10 e 5 não tiveram suas larguras de banda aumentadas o máximo possível,

portanto foram consideradas mal sucedidas segundo o critério adotado. Para $FQ = 3$ e 2, a faixa dinâmica da resposta foi inferior a 6 dB em potência, o que representa um sucesso no procedimento de alargamento da banda útil de frequências.

Embora o parâmetro variado seja a Frequência central nos resultados da Figura 20, indiretamente a largura de banda, em termos absolutos, é variada proporcionalmente, uma vez que fator de qualidade foi mantido constante. Quanto maior a FC, maior o sucesso na equalização.

O aumento da Faixa Dinâmica não influencia na largura de banda do sistema, mas desempenha papel fundamental no processo de equalizar respostas de sistemas à varredura, como pode ser observado na Figura 22. Mantendo-se constante a Duração do sinal, o aumento da Faixa Dinâmica implica menos energia a ser alocada em determinada região do espectro. Isso compromete a resolução espectral, e erros de quantização fazem com que o espectro da saída apresente oscilações indesejadas. Esse tipo de influência é o maior responsável pelo gráfico da Figura 19, cujo único parâmetro variado foi a Faixa Dinâmica.

A análise da Figura 23 é semelhante à anterior, já que a duração da varredura, em conjunto com a Faixa Dinâmica, determinam a potência a ser utilizada em cada componente espectral. Aumentar a duração do sinal melhora a resolução espectral do sinal, portanto tem influência direta na diminuição de erros numéricos na convolução entre o CEP e os coeficientes do filtro simulando a RF do sistema. Essencialmente, a duração do sinal e a Faixa Dinâmica podem ser consideradas como as maiores responsáveis pela eventual geração de erros numéricos de quantização. Foi observado nas simulações que, em linhas gerais, quanto mais longo for o sinal, melhor a resolução espectral e mais suave é o espectro de potências da resposta. Por outro lado, quanto menor for a Faixa Dinâmica, ou quanto mais estreita for a faixa de frequências a ser equalizada, mais plana será a magnitude espectral da resposta à excitação.

4.2.4. Conclusão

O objetivo das simulações apresentadas foi, acima de tudo, aprimorar o conhecimento sobre a codificação e decodificação de CEP-AMag. A partir dos parâmetros estudados, foi possível estabelecer uma base sólida de conhecimentos e experiência acerca das varreduras. Os conhecimentos adquiridos com essas simulações foram de grande valia no desenvolvimento dos sinais utilizados na etapa experimental

desta tese, apresentada no Capítulo 5.

4.3. Aplicativo de geração de varreduras e automação das medições

Todas as medições realizadas, tanto no Laboratório de Ultra-som (LUS) do Programa de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ quanto no *National Physical Laboratory* (NPL), na Inglaterra, foram automatizadas, na medida do possível. Um programa computacional foi especialmente desenvolvido para controlar os geradores de sinais e os osciloscópios utilizados. A versão inicial, utilizada no LUS, foi alterada para permitir a utilização dos equipamentos do NPL. Em ambos laboratórios os geradores de forma de onda arbitrária foram do fabricante Agilent, e os osciloscópios da Tektronix, mas os modelos foram diferentes (ver Cap. 5 para o detalhamento sobre a instrumentação empregada). A Figura 24 mostra o painel frontal da versão final do aplicativo “Equal-Tx.vi”, desenvolvido em LabVIEW.

Todas as informações necessárias para gerar as excitações codificadas e realizar as medições com o auxílio do osciloscópio estão no painel frontal do aplicativo, na página “Front Panel”. Os textos do painel frontal (PF) estão em inglês, pois essa versão foi desenvolvida para ser utilizada exclusivamente no NPL. Em relação à versão anterior, utilizada no LUS, a maior diferença diz respeito aos comandos utilizados para controlar os equipamentos, que são de modelos diferentes.

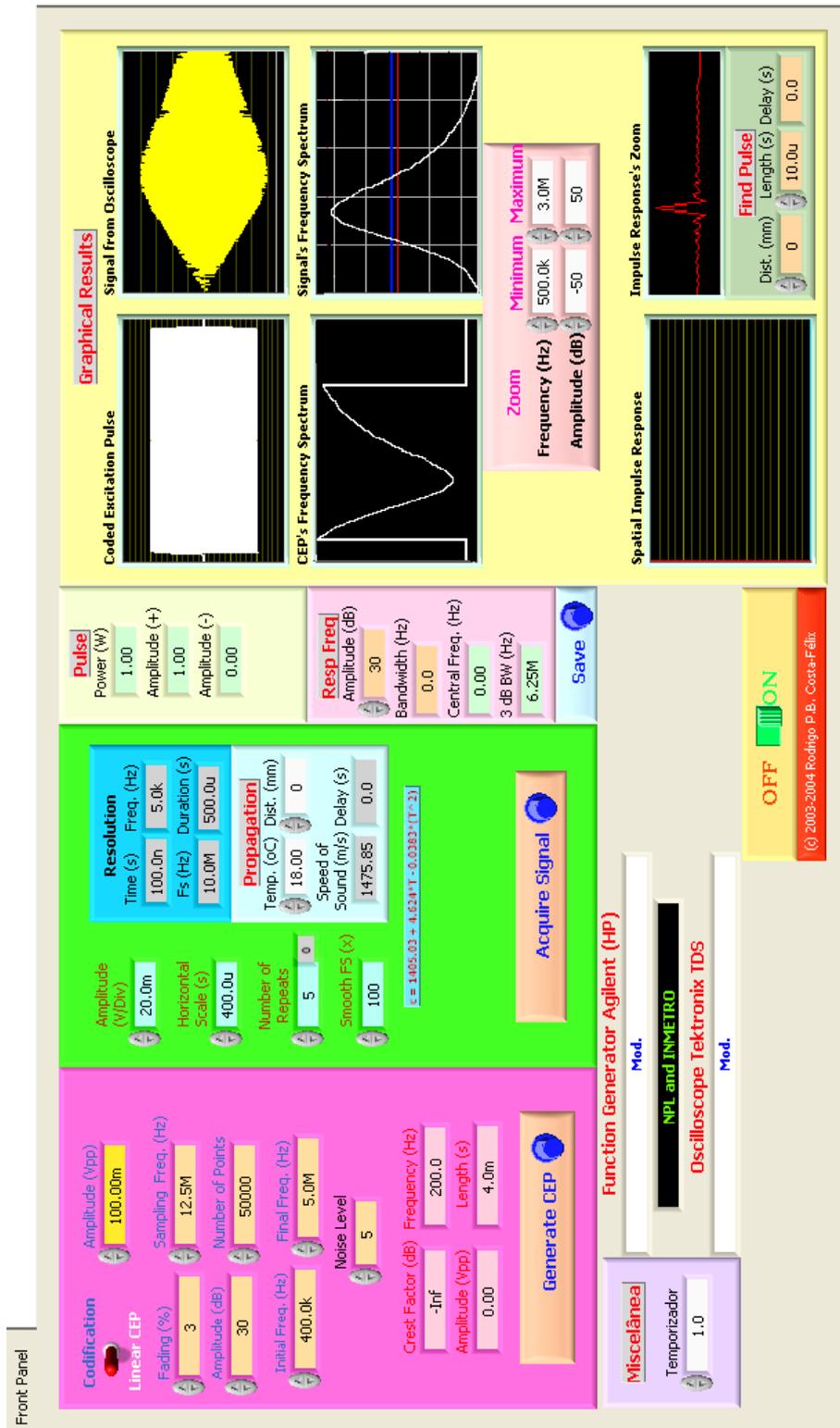


FIGURA 24. Painel frontal do programa “EqualTx.vi”, versão desenvolvida e utilizada no *National Physical Laboratory*.

4.3.1. *Geração de excitações codificadas e programando o gerador de sinais*

Dois tipos de CEP podem ser gerados: linear e AMag, selecionados pelo usuário acionando uma chave no canto esquerdo do PF. Na mesma caixa são selecionados os demais parâmetros para gerar a excitação: Amplitude (em Volts pico a pico – Vpp), Frequência de Amostragem, Número de pontos, Amplitude da faixa dinâmica (em dB), Número de pontos do sinal, Frequências Inicial e Final e Nível de Ruído. Os dois primeiros parâmetros listados são utilizados para ajustar o gerador de funções arbitrárias. Os demais são utilizados na geração da magnitude espectral do CEP. O gráfico da primeira coluna da segunda linha da caixa à direita (“Graphical Results”), com o título “CEP’s Frequency Spectrum”, mostra a magnitude do espectro de frequências que será empregado para desenvolver a excitação, ou seja, o inverso da magnitude espectral do sinal captado pelo osciloscópio. O parâmetro “Noise Level” – nível de ruído – determina a diferença, em dB, entre o menor valor da magnitude espectral e o limite inferior do espectro. No exemplo apresentado, esse valor corresponde ao desnível entre o mínimo da curva do espectro do CEP-AMag e o patamar plano, na faixa de frequências compreendida entre a inicial (400,0 kHz) e a final (5,0 MHz). Os quatro valores informados na caixa de geração do CEP (Fator de Crista, Frequência de repetição do sinal, Amplitude e Duração) são lidos do gerador após o sinal arbitrário ter sido transferido para ele.

4.3.2. *Aquisição de sinais com o osciloscópio*

A segunda caixa do canto superior direito do PF diz respeito aos parâmetros de ajuste do osciloscópio. A Amplitude vertical, em unidades de Volts por divisão, também denominada Escala Vertical do osciloscópio, deve ser escolhida manualmente a fim de evitar saturação (*clipping*) do sinal capturado pelo equipamento. Nessa rotina, cada “repetição” é o resultado da média de 100 leituras do sinal, e o número de repetições pode ser escolhido pelo usuário. A variável “Temp” (temperatura) é utilizada para calcular a velocidade de propagação do som na água utilizando as equações de [107], e “Dist” informa a que distância será iniciada a leitura do sinal capturado (esse parâmetro controla o *delay* do osciloscópio, normalmente ajustado para zero).

4.3.3. *Análise dos resultados: apresentação e armazenamento em arquivo*

As duas caixas pequenas localizadas no centro do PF (“Pulse” e “Resp Freq”)

trazem informações sobre a parte da RIE escolhida para análise. A escolha do trecho da RIE a ser analisado é realizada no gráfico do canto inferior direito (“Find Pulse”). O gráfico “Spatial Impulse Response” mostra a RIE completa, e “Impulse Response’s Zoom” destaca o trecho selecionado para análise.

O gráfico “Signal from Oscilloscope” mostra o sinal tal qual capturado no osciloscópio. No gráfico imediatamente abaixo são mostradas as magnitudes espectrais dos sinais completos e do trecho da RIE selecionado para análise.

Todas as informações relevantes da análise, incluindo a seleção da RIE, são gravadas ao comando do usuário, acionando o botão “Save”. Ao usuário é oferecida uma caixa de diálogos na qual o nome do arquivo é digitado. O arquivo é gravado como uma planilha eletrônica de texto, de sorte que possa ser aberto em qualquer editor de texto ou editor de planilha eletrônica, ou ainda em Matlab.

4.4. Simulação da formação do feixe ultra-sônico

Dentre os fenômenos físicos mais importantes na caracterização do ambiente de ensaio está a propagação não-linear da onda ultra-sônica na água. As medições no NPL foram todas realizadas em regime ultra-sônico não-linear, devido ao método utilizado e aos parâmetros empregados na geração dos sinais de excitação. Seguindo a abordagem empregada em outras etapas desta tese, foram simulados alguns aspectos da propagação da onda ultra-sônica em meio fluido, atenuante ou não, conforme descrito a seguir. Três simulações foram realizadas sobre o eixo de simetria de um pistão circular: Propagação não-linear de uma salva de senóides, Pressão ultra-sônica e Composição dos harmônicos gerados por propagação não-linear em função do parâmetro de não-linearidade σ (ver a Seção 3.1). O nome do aplicativo é “Non-linear-propagation.vi”, e foi desenvolvido em LabVIEW.

4.4.1. Propagação não-linear de uma salva de senóides

Toda a teoria apresentada e discutida na Seção 3.1 pode ser simulada nessa página do aplicativo. As principais variáveis de entrada são:

- Pressão Inicial (valor RMS, em Pascal, na face do transdutor);
- Frequência Fundamental da salva de senóides;
- Número de Harmônicos a serem computados na composição da onda distorcida;

- Distância entre o transdutor emissor e o receptor (hidrofone); e
- Número de ciclos para compor a salva de senóides.

As outras variáveis necessárias para calcular o parâmetro de não-linearidade σ são a temperatura da água (a partir do que a velocidade de propagação é calculada segundo as equações em [107]) e a densidade. A forma da onda, ou seja, quão diferente é sua forma de um dente de serra, é controlado pela fase da distorção, de acordo com [85], sendo o valor de $\pi/4$ considerado o que melhor aproxima a simulação aos sinais obtidos experimentalmente [75]. O valor de σ é calculado a partir dos parâmetros informados, bem como as distâncias nas quais $\sigma = 1$ e $\sigma = 3$. A largura (em metros) e duração (em segundos) da salva de senóides também são calculados a partir dos parâmetros informados.

Nessa página do aplicativo também são calculados o diâmetro efetivo de um hidrofone hipoteticamente colocado no campo acústico, e o diâmetro efetivo máximo, segundo o critério da IEC [73] – veja a Seção 3.1. Para calcular esses parâmetros, é necessário ser informado, ainda, o diâmetro geométrico do hidrofone (aqui considerado sempre hidrofone de membrana) e o diâmetro nominal do transdutor. A SAC (*Spatial Averaging Correction*) é calculada e informada no PF do aplicativo.

A última simulação realizada, na página “Simulations” do aplicativo, é a caracterização da RF de um transdutor utilizando várias salvas de senóides em frequências múltiplas e sub-múltiplas da fundamental. Essa simulação tem o objetivo de reproduzir o que acontece como uso da técnica *stepped sine* para medir a RF de transdutores, considerando efeitos de difração no campo próximo e propagação não-linear. O gráfico resultante dessa simulação pode ser observado na Figura 54, Seção 5.3.3, pg 119, que apresenta as curvas geradas pelo aplicativo.

Podem ser observadas, ainda, a potência perdida pela fundamental e a distorção harmônica, em dB e percentualmente, devido à propagação não-linear simulada com os parâmetros escolhidos.

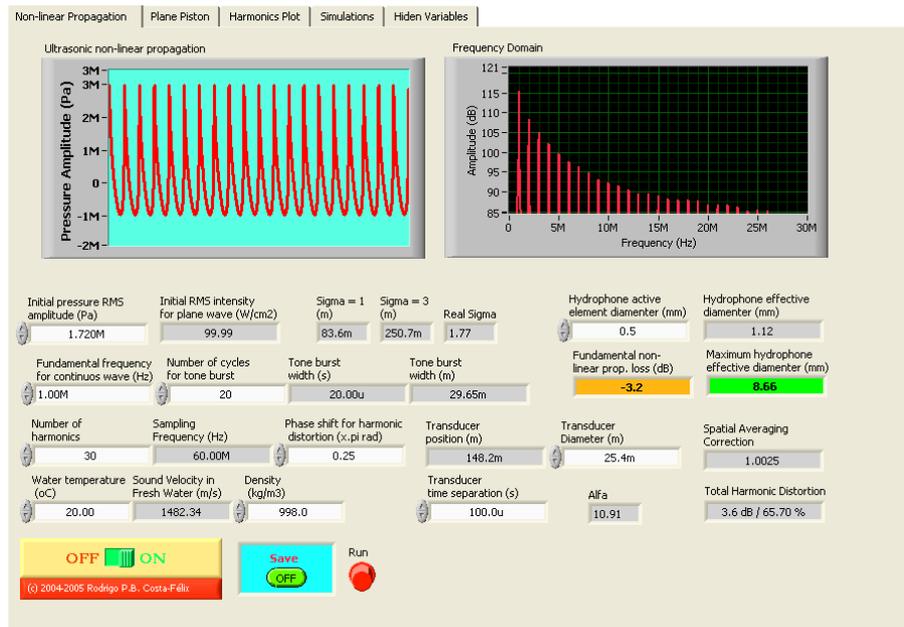


FIGURA 25. Painel frontal do programa “Non-Linear-Propagation.vi”.

4.4.2. Pressão ultra-sônica sobre o eixo de simetria de um pistão circular

A página “Plane Piston” do aplicativo simula a pressão sobre o eixo de simetria de um pistão circular excitado por uma onda contínua. Os parâmetros Frequência Fundamental e raio do transdutor podem ser alterados dinamicamente, e o aplicativo simula a distribuição normalizada da pressão em função da distância (ver a Sesão 3.1 para definição das variáveis e parâmetros). A distância pode ser normalizada (r/a) ou em valores absolutos, sendo a maior distância a ser exibida no gráfico também escolhida pelo usuário. Uma barra vertical no gráfico simula a posição de um transdutor de recepção (um hidrofone, por exemplo), e para essa posição é calculada e exibida a pressão normalizada (variando entre 0 e 1). A Figura 3 apresenta uma saída gráfica típica dessa parte do aplicativo “Non-Linear-Propagation.vi”.

4.4.3. Composição dos harmônicos gerados por propagação não-linear

A página “Non-linear Propagation”, apresentada na Seção 4.4.1, mostra o trecho de uma salva de senóides com potência não nula após se propagar de forma não-linear em um fluido atenuante, bem como o espectro da salva de senóides. A página “Harmonics Plot” do aplicativo complementa a simulação de uma onda distorcida por propagação não-linear. Nessa página, a fundamental e os 4 primeiros harmônicos são

apresentados, bem como a soma de suas amplitudes, em função da distância de propagação. A distância é indiretamente representada pelo parâmetro de distorção σ , por serem diretamente proporcionais (veja a Seção 3.1). As únicas variáveis a serem escolhidas pelo usuário são o valor máximo de σ e o passo (incremento de σ). A Figura 5 mostra a saída gráfica dessa parte do aplicativo. Um cursor pode ser deslocado ao longo do eixo horizontal do gráfico, e é utilizado para apresentar os valores numéricos das amplitudes de todos os componentes harmônicos da onda distorcida naquela posição do campo ultra-sônico.

4.4.4. Efeitos da propagação não-linear e da difração na calibração de transdutores utilizando tons puros

A página “Simulation” apresenta o resultado de simulações envolvendo efeitos da propagação não-linear e da difração na composição da FT de um transdutor. A simulação foi planejada para dar subsídios ao entendimento do fenômeno físico encontrado no experimento descrito na Seção 5.3, “Calibração de Transdutores”. A Figura 54 apresenta uma saída típica dessa página. Os afastamentos que são utilizados na simulação são os mesmos do experimento, ou seja, 120 μs , 150 μs e 200 μs .

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os diversos experimentos realizados com a intenção de validar o emprego do CEP-AMag nas frequências ultra-sônicas. Eles foram realizados em dois laboratórios: Laboratório de Ultra-som (LUS), do Programa de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ e no *National Physical Laboratory* (NPL), na Inglaterra. As medições são apresentadas por ordem cronológica de realização.

5.1. Aumento da largura de banda da resposta de sistemas ultra-sônicos

Na primeira tentativa de empregar o CEP-AMag em um sistema ultra-sônico, tentou-se criar um sinal de excitação cuja resposta do sistema tivesse sua largura de banda aumentada. A partir do que foi apresentado na Seção 0, a RF de um sistema à excitação tipo CEP-AMag gerada a partir do inverso da magnitude de seu EF deve apresentar resposta plana em frequências, em tese. Experimentalmente, em função das limitações impostas pela instrumentação, espera-se, pelo menos, que a largura de banda seja significativamente alargada. Isso foi observado, de fato, como pode ser constatado nos resultados do experimento, apresentados a seguir em [24]. O experimento foi realizado no LUS entre Outubro e Dezembro de 2003.

5.1.1. Materiais e métodos

Equipamentos

A geração do sinal de alta frequência foi realizada por um Gerador de Função Arbitrária modelo HP33120A (Agilent Technologies, Inc., Palo Alto, CA, USA). Inicialmente, a conversão eletro-mecânica (emissão e recepção) foi feita por dois transdutores semelhantes, de fabricação do LUS, com 10 mm de diâmetro, frequência central de 3,6 MHz e largura de banda de meia potência (-6 dB) de aproximadamente 2,0 MHz (FQ = 1,8). A seguir, o transdutor receptor foi substituído por outro, também de fabricação do LUS, com 12 mm de diâmetro, possuindo largura de banda e frequência central de 2,0 MHz (FQ = 1,0). O trabalho experimental foi realizado duas vezes, cada uma com um dos transdutores receptores. O sinal de recepção foi captado e digitalizado por um Osciloscópio Digital modelo TDS420 (Tektronix, Inc., Beaverton, OR, USA), com 150 MHz de largura de banda. O osciloscópio e o gerador foram controlados remotamente por um microcomputador pessoal com processador modelo Athlon™ 1,0 GHz (AMD, Sunnyvale, CA, USA), com 512 Mbytes de memória RAM

através de uma placa PCI-CBI GPIB, padrão IEEE 488.2, modelo CBI-GPIB 488.2 com barramento PCI (ComputerBoards, Inc., atualmente Measurement Computing Corporation, Middleboro, MA, USA). Foi utilizada uma versão preliminar do programa “Equal-Tx.vi”, descrito na Seção 4.3. Nenhum dos componentes havia sido calibrado, ou pelo menos seus certificados de calibração não estavam disponíveis, com exceção do gerador (apenas para faixa de áudio, até 20 kHz). Assim sendo, nenhuma correção foi feita nas curvas obtidas, nem foi feita uma avaliação da linearidade do *setup*. No entanto, o procedimento adotado foi de trabalhar dentro dos limites lineares da faixa dinâmica, observando as prescrições dos manuais de operação do osciloscópio e do gerador de funções.

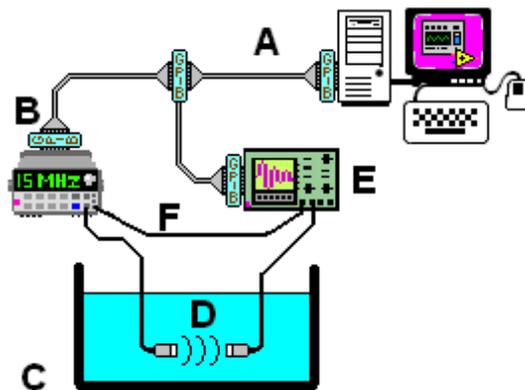


FIGURA 26. Montagem experimental utilizada na equalização da resposta em frequência do sistema ultra-sônico: **A** ⇒ microcomputador com placa GPIB; **B** ⇒ Gerador de funções, com conexão GPIB; **C** ⇒ Tanque com água; **D** ⇒ Campo ultra-sônico gerado pelo transdutor emissor; **E** ⇒ Osciloscópio digital, controlado remotamente pelo microcomputador por conexão GPIB; **F** ⇒ Cabo para sincronizar o gerador de funções e o osciloscópio (*trigger*).

Os transdutores foram imersos em água durante as medições, dentro de um mini-tanque de cerca de 200 mm (largura), 400 mm (comprimento) e 300 mm (altura), estando preenchido com água até cerca de 150 mm de profundidade. Os transdutores foram posicionados alinhados mutuamente em seus eixos de emissão ultra-sônica, afastados de 80 mm entre si (atraso de 54 μ s, considerando a velocidade de propagação do som na água de 1.480 m/s). A temperatura da água foi monitorada com o auxílio de um termômetro modelo 52 (Fluke Corporation, Everett, WA, EUA) e variou entre 20 °C e 21 °C. Foi usado um suporte de alumínio para a fixação dos transdutores. Nenhum cuidado especial foi tomado em relação à desionização ou à diluição de gás (ar) na água. A Figura 26 apresenta um esquema da montagem experimental utilizada.

Protocolo de medição

As medições foram realizadas em 3 etapas: i) estudar os parâmetros a serem usados na determinação da RF do sistema; ii) determinar a RF com os parâmetros ótimos e realizar a equalização da RF do sistema utilizando um CEP-AMag; iii) Validação estatística do alargamento de banda da resposta ao CEP-AMag. O objetivo da segunda parte do experimento foi compensar, através da excitação codificada, as regiões do espectro que apresentam baixa potência, aumentando a energia da excitação nessas áreas. A terceira etapa foi uma repetição da segunda, com parâmetros otimizados para o tratamento estatístico adequado.

Como não se sabia a RF de nenhum componente do sistema isoladamente, o CEP foi gerado a partir da RF combinada de todos componentes. Matematicamente, a resposta em frequência a ser compensada pode ser escrita como:

$$H_S(f) = H_{GF}(f) \times H_{Tx_1}(f) \times H_{Tq}(f) \times H_{Tx_2}(f) \times H_{Osc}(f) \times H_{cabos}(f) \quad (56)$$

onde $H_{GF}(f)$ representa a resposta em frequência do gerador, $H_{Tx_1}(f)$ e $H_{Tx_2}(f)$ são as RF dos transdutores emissor e receptor, respectivamente, $H_{Tq}(f)$ está relacionado com o percurso acústico na onda ultra-sônica no tanque, $H_{Osc}(f)$ é a resposta do osciloscópio e $H_{cabos}(f)$ diz respeito aos cabos, conectores etc. Assim sendo, a resposta em frequência do sistema que será compensada é $H_S(f)$ em (56).

Para a primeira etapa, foram utilizados CEP lineares com diversos atributos para fins de comparação: frequência de amostragem de 10 MHz ou 25 MHz; 2.000 ou 14.000 pontos na geração do sinal de saída do gerador; 10 ou 50 repetições para calcular a RF média do sistema. A Tabela 2 apresenta os principais parâmetros de cada uma das 5 medições realizadas. Os parâmetros são os seguintes:

- **Fam** \Rightarrow Frequência de amostragem;
- **NPts** \Rightarrow número de pontos do CEP;
- **NRep** \Rightarrow número de repetições da medição para calcular a RF média;
- **T** \Rightarrow duração do CEP ($T = \text{NPts}/\text{Fam}$);
- **Δf** \Rightarrow resolução espectral ($\Delta f = 1/T$);

- $\Delta t \Rightarrow$ resolução no domínio do tempo ($\Delta t = 1/F_{am}$)

Inicialmente, para cada uma das 5 medições, foi gerado um CEP linear pelo aplicativo “Equal-Tx.vi”, e esse transmitido para o gerador de funções via GPIB. Foram realizados os ajustes necessários, tanto no osciloscópio quanto no gerador, para que os sinais de excitação fossem gerados e captados adequadamente. A captura do sinal foi comandada pelo mesmo aplicativo, e o sinal recebido armazenado para pós-processamento. Após a seção de aquisição do sinal, a RIE foi calculada conforme descrito na Seção 3.6. A RF do sistema foi obtida janelando-se o sinal direto na RIE e aplicando a FFT. A média e o desvio padrão da magnitude (módulo) da RF obtida com essa operação foram calculados e em seguida armazenados.

TABELA 2. Parâmetros das 5 medições realizadas para determinar a Resposta em Frequência do sistema ultra-sônico apresentado na Figura 26.

Id #	Fam [MHz]	NPts	NRep	T [μ s]	Δf [kHz]	Δt [ns]
1	10	2.000	10	200	5	100
2	25	2.000	10	80	12,5	40
3	10	14.000	10	1.400	$\cong 0,714$	100
4	25	14.000	10	560	$\cong 1,786$	40
5	25	14.000	50	560	$\cong 1,786$	40

A partir dos resultados obtidos com as 5 medições realizadas, foi escolhido um conjunto de parâmetros para ser desenvolvido o CEP-AMag e, conseqüentemente, a equalização da resposta do sistema. Foram escolhidos os valores para **Fam**, **NPts** e **NRep** que, em conjunto, permitissem a melhor constatação dos efeitos de alargamento de banda da resposta do sistema. Esses parâmetros foram utilizados na segunda etapa do experimento, e estão apresentados na Tabela 3. O inverso da magnitude média foi empregado na síntese do CEP-AMag, utilizado em seguida para compensar a RF do sistema. A frequência central e a largura de banda, tanto com o emprego do CEP linear quanto com o CEP-AMag, foram armazenados para comparação futura. O mesmo número de medições foi realizado tanto com o CEP linear quanto com o CEP-AMag.

TABELA 3. Parâmetros da medição realizada para equalizar o Espectro de Freqüências da resposta do sistema ultra-sônico ao CEP-AMag. O gráfico da resposta está apresentado na Figura 30.

Fam [MHz]	NPts	NRep	T [μs]	Δf [kHz]	Δ t[ns]
10	14.000	50	1.400	≅ 0,714	100

Na terceira etapa foram utilizados parâmetros ótimos, cujo conhecimento foi adquirido com as medições anteriores. A Tabela 4 apresenta os parâmetros utilizados. Nessa etapa, foram feitas duas realizações experimentais: uma com o CEP linear e outra com o CEP-AMag. Cada realização experimental compreende conjuntos de 5 medições, cada conjunto com 10 repetições e 12 leituras por repetição, gerando um total de 600 leituras para cada realização experimental. Entre cada conjunto de medições, os equipamentos foram desligados e religados para criar condições de repetitividade.

TABELA 4. Parâmetros da medição realizada para tratar estatisticamente o aumento da largura de banda da resposta do sistema ultra-sônico ao CEP-AMag.

Fam [MHz]	NPts	NRep	T [μs]	Δf [Hz]	Δt [ns]
10	16.000	12	1.600	625	100

Análise estatística

Aplicável à terceira etapa do experimento, a incerteza foi calculada de acordo com o ISO-GUM [108], e o erro padrão foi o parâmetro computado [109]. Uma vez que cada medição é o resultado de 12 leituras, o Teorema do Limite Central pode ser empregado, e assim o erro padrão de cada conjunto pode ser calculado como o desvio padrão das medições dividido pela raiz quadrada do número de medições (10 por conjunto), já que a distribuição tende a uma distribuição gaussiana [110]. Essa foi a incerteza relatada para cada conjunto de medições (resultados “intra-set”).

Para calcular adequadamente a incerteza, i.e., o erro padrão do experimento, foi realizado um Teste Fisher, aplicando ANOVA para o intervalo de confiança $\alpha = 0,05$, em cada realização experimental para consubstanciar se as variâncias medidas (5 em cada conjunto) são estatisticamente iguais. Caso as variâncias fossem estatisticamente iguais, a incerteza combinada do experimento poderia ser calculada como a combinação entre os erros padrão de todas as 50 repetições (10 repetições em cada uma das 5

medições). Caso contrário, a incerteza combinada do experimento deveria ser calculada como o erro padrão entre as medições (“inter-set”), ou seja, o desvio padrão entre os resultados médios das medições dividido pela raiz quadrada do número de medições (5, de acordo com o protocolo adotado). Esse é o caso mais genérico, e foi adotado por ser mais robusto, mesmo que as variâncias observadas entre as medições de determinado conjunto fossem estatisticamente iguais. Essa foi a incerteza calculada para o experimento. Os parâmetros medidos foram largura de banda da resposta do sistema e FC, sendo os respectivos resultados obtidos pela média entre as 5 medições de cada conjunto [111] e [112].

A consistência do aumento da largura de banda foi estatisticamente avaliada com um teste *t-Student* pareado unilateral, utilizando como hipótese nula o aumento da largura de banda para intervalo de confiança $\alpha = 0,05$. A partir dos valores de largura de banda obtidos com os dois tipos de CEP, escolheu-se aplicar o teste considerando aumentos entre 2,0 e 2,5 vezes a largura original, em passos de 0,1. O valor p (*p-Value*) foi computado como parâmetro de avaliação. O maior valor de largura de banda que gerasse um valor $p \leq 0,01$ foi escolhido como sendo o aumento estatisticamente validado. Os testes estatísticos foram realizados com o auxílio do aplicativo RGui versão 1.2.1 de 2001 (The R Development Core Team, The R Foundation for Statistical Computing, Vienna, Austria).

5.1.2. Resultados

Resultados relativos à primeira etapa. A Figura 27 apresenta a comparação entre os resultados das medições #1 e #2 da Tabela 2. A Figura 27a é a RIE, obtida com a decodificação do CEP linear, e a Figura 27b é o *zoom* do sinal direto, janelado da RIE. Na Figura 27c mostra a RF do *zoom* da RIE, e a Figura 27d mostra o desvio padrão da experimental da média.

A Figura 28 apresenta as RIE (*competa* e *zoom*), as respostas em frequência e os respectivos desvios padrão da média das medições #1 e #3 da Tabela 2.

A Figura 29 apresenta as RIE (*competa* e *zoom*), as respostas em frequência e os respectivos desvios padrão da média das medições #4 e #5 da Tabela 2.

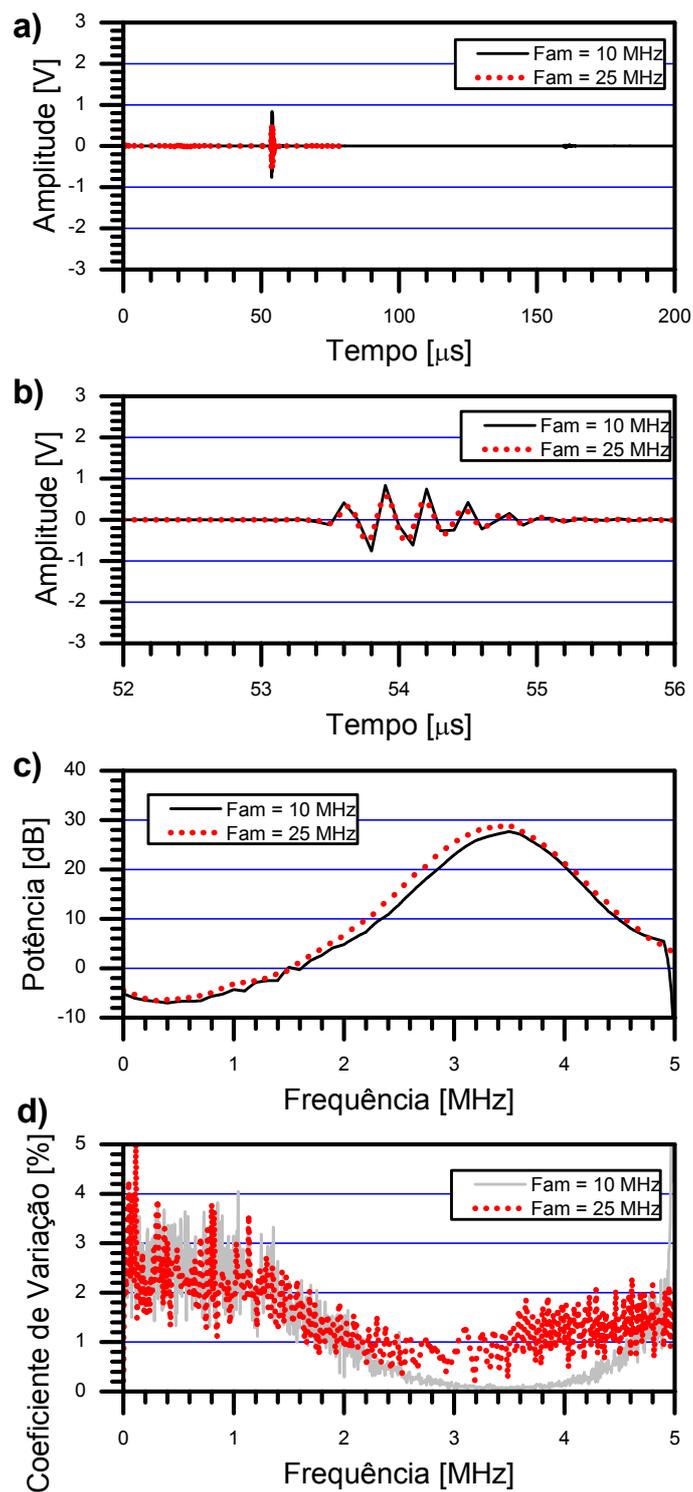


FIGURA 27. Medições #1 e #2 da Tabela 2. Foram utilizados CEP lineares com 2.000 pontos e 10 MHz ou 25 MHz de frequência de amostragem: a) Respostas Impulsivas Espaciais completas; b) *Zoom* no pulso no momento da recepção no transdutor; c) Respostas em Frequência do *zoom*; d) Desvios padrão da Resposta em Frequência.

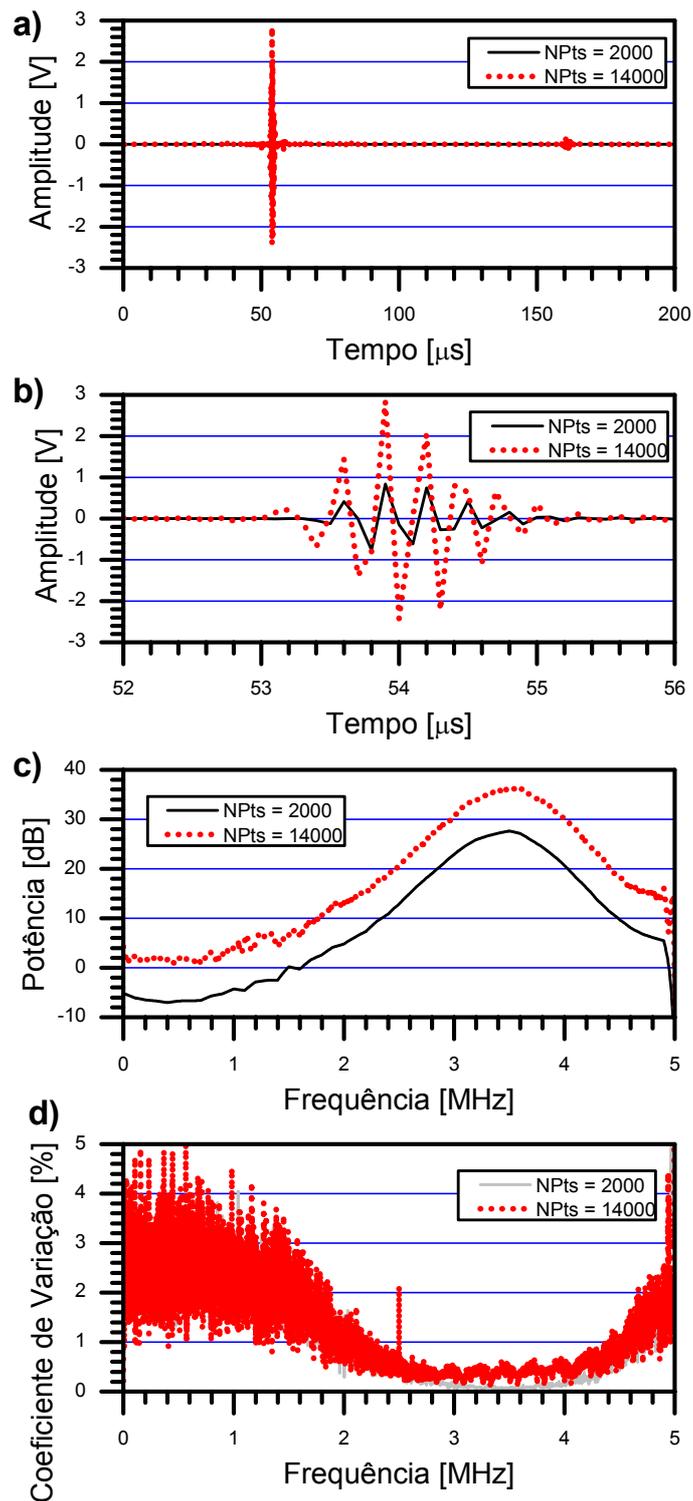


FIGURA 28. Medições #1 e #3 da Tabela 2. Foram utilizados CEP lineares com 10 MHz de frequência de amostragem e 2.000 ou 14.000 pontos: a) Respostas Impulsivas Espaciais completas; b) *Zoom* no pulso no momento da recepção no transdutor; c) Respostas em Frequência do *zoom*; d) Desvios padrão da Resposta em Frequência.

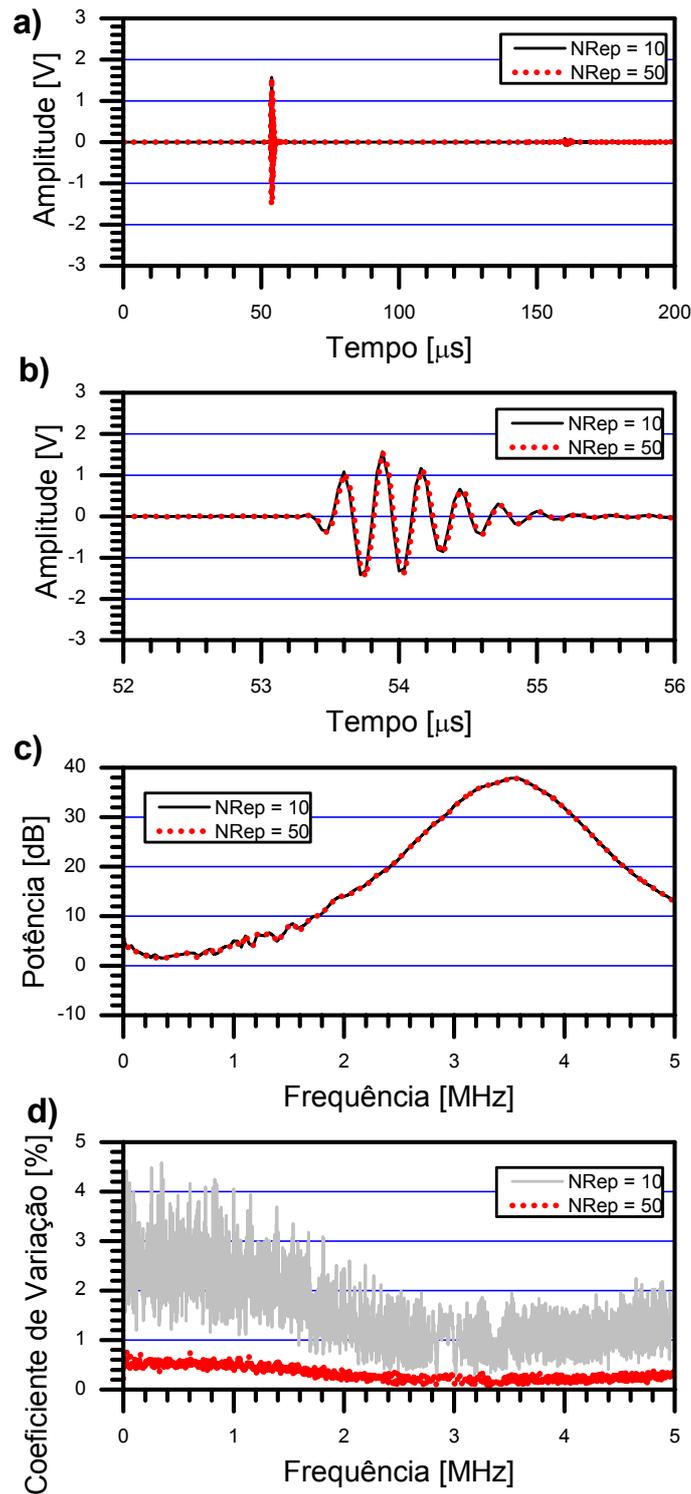


FIGURA 29. Medições #4 e #5 da Tabela 2. Foram utilizados CEP lineares com 14.000 pontos e 25 MHz de frequência de amostragem, com 10 ou 50 repetições para se obter a média: a) Respostas Impulsivas Espaciais completas; b) *Zoom* no pulso no momento da recepção no transdutor; c) Respostas em Frequência do *zoom*; d) Desvios padrão da Resposta em Frequência.

Resultado relativo à segunda etapa. A Figura 30 apresenta a resposta em

freqüência da média da medição cujos parâmetros estão listados na Tabela 3.

A Figura 31 mostra os valores da Freqüência Central do sistema, medidos tanto com o CEP linear quanto com o CEP-AMag como sinais de excitação, utilizando-se os parâmetros da Tabela 4. Apesar desse parâmetro não ser o mais importante nesta pesquisa, ele está apresentado para melhor caracterização do comportamento do sistema ultra-sônico. Os resultados de cada um dos 5 conjuntos de medição estão representados pelas posições no eixo de ordenadas FC1 a FC5.

A Figura 32 está dividida em duas partes, representando a largura de banda do sistema medido com o CEP linear (acima) e a largura de banda da saída após ter sido aumentada com o CEP-AMag (abaixo).

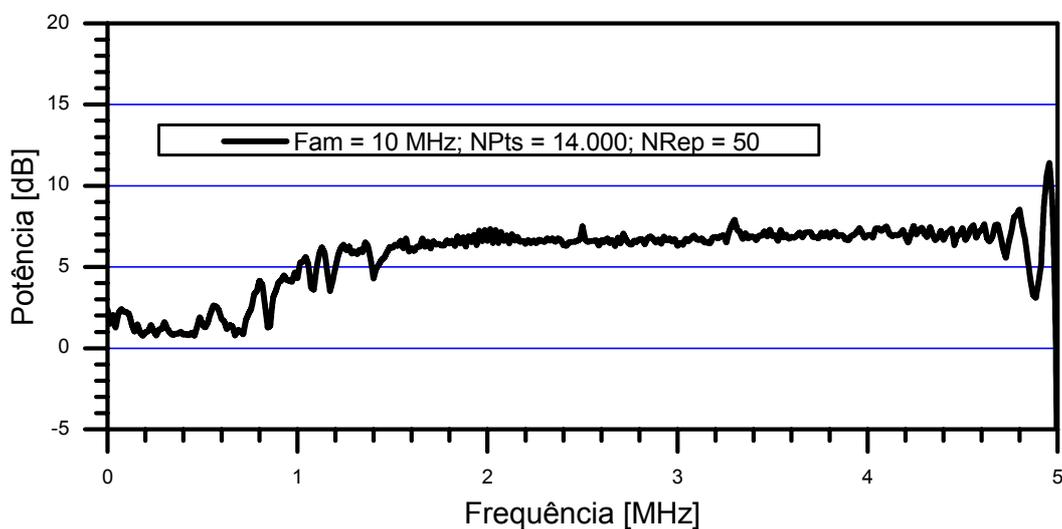


FIGURA 30. Medição da Tabela 3. Foi utilizado um CEP-AMag com 14.000 pontos e 50 repetições para se obter a média, sendo 10 MHz a freqüência de amostragem a) Respostas em Freqüência (superior) e Respostas Impulsivas com *zoom* no pulso no momento da recepção no Tx (inferior).

Resultados relativos à terceira etapa. Tanto na Figura 31 quanto na Figura 32, cada barra de erro corresponde ao erro padrão encontrado no respectivo conjunto de medição (enumerados de 1 a 5 no eixo das ordenadas), e o erro da média (identificado por “Média” no eixo das ordenadas) é o erro padrão entre as médias dos 5 conjuntos. A hipótese nula do Teste de Fisher dentro de cada conjunto foi rejeitada para ambas medições de Freqüência Central (utilizando CEP linear e CEP-AMag) e para a Largura de Banda quando medida com o CEP linear. As variâncias das larguras de banda, quando medidas com o CEP-AMag, foram consideradas iguais entre si, de acordo com o teste ANOVA realizado. Como em 3 dos 4 conjuntos a hipótese nula do Teste de

Fisher foi recusada, optou-se por calcular a incerteza do experimento como o erro padrão “inter-set”, e não como a combinação das incertezas de todas as medições, conforme já foi explicado anteriormente.

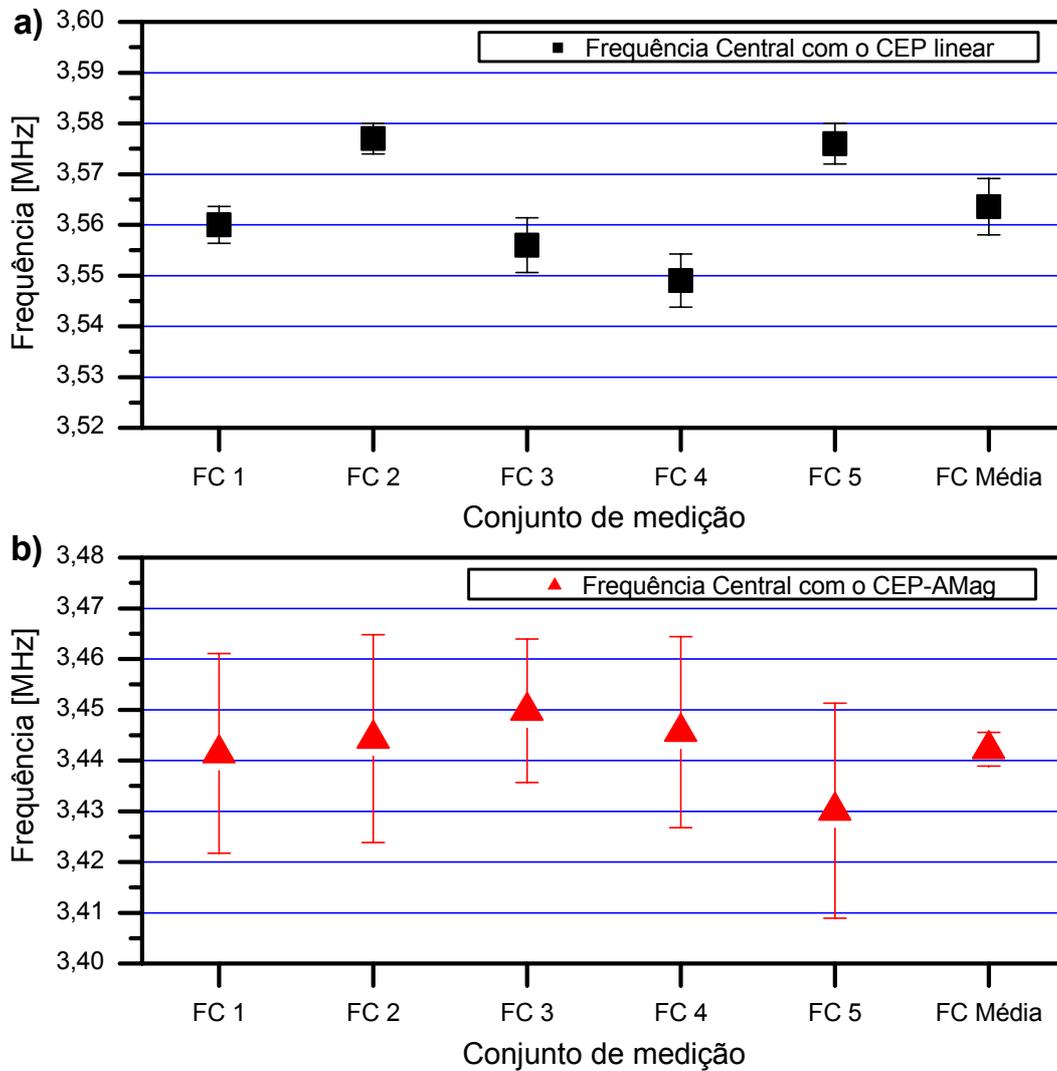


FIGURA 31. Frequência Central do sistema ultra-sônico, medida tanto com o CEP linear (a) quanto com o CEP-AMag (b). Cada resultado corresponde à média “intra-set” (10 repetições), e as barras de erro correspondem aos respectivos erros padrão. “FC Média” representa a média global, com o respectivo erro padrão entre os 5 conjuntos de medição.

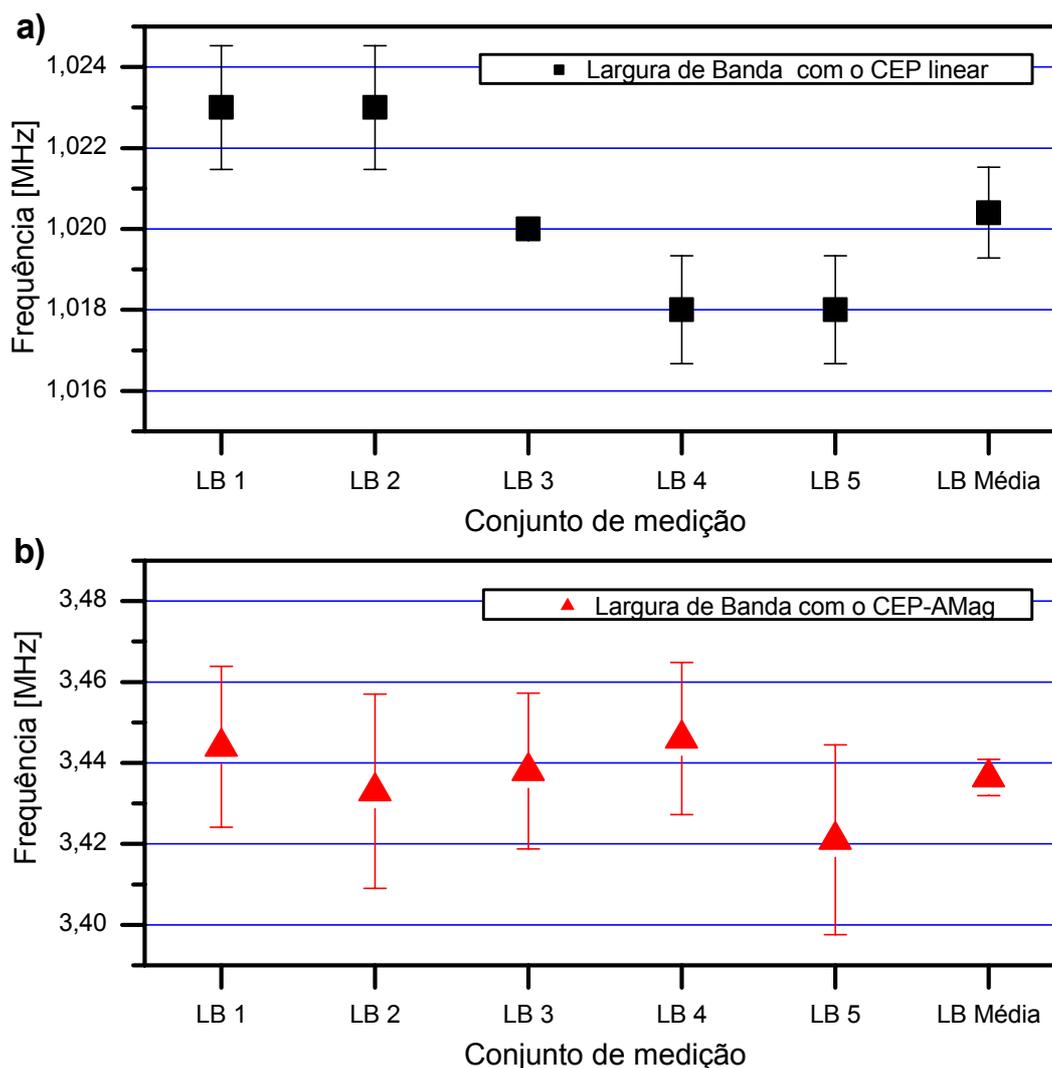


FIGURA 32. Largura de Banda da saída do sistema ultra-sônico medida tanto com o CEP linear (a) quanto com o CEP-AMag (b). Cada resultado corresponde à média “intra-set” (10 repetições por medição), e as barras de erro correspondem aos respectivos erros padrão. “LB Média” é a média geral, sendo a incerteza experimental apresentada como erro padrão entre as 5 medições.

O aumento da largura de banda proporcionado pelo emprego do CEP-AMag como sinal de excitação, conforme ilustrado pela Figura 32, foi estatisticamente significativo, já que foi calculado como sendo mais do que 2,3 vezes a largura de banda do sistema ao ser excitado com o CEP linear. O valor p do teste para esse valor de aumento da largura de banda foi igual a $4,584 \times 10^{-5}$, como pode ser observado na Tabela 5.

TABELA 5. Aumentos de largura de banda testados estatisticamente com o teste *t-Student*.

Aumento testado	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5
Valor <i>p</i>	$5,403 \times 10^{-8}$	$1,922 \times 10^{-7}$	$1,244 \times 10^{-6}$	$4,584 \times 10^{-5}$	0,9992	1,0

Na terceira etapa do experimento, a largura do espectro de potência (-6 dB) medida com o CEP linear foi igual a $1,020 \pm 0,001$ MHz, na média das 5 medições de 10 repetições cada. O fator de crista do CEP-AMag foi igual a 4,5 dB. Com esse sinal de excitação, foi possível aumentar a largura de banda para $3,436 \pm 0,004$ MHz, utilizando o mesmo protocolo experimental. O alargamento foi estatisticamente significativo (largura de banda aumentada mais do que 2,3 vezes, $\alpha = 0,05$, $p < 0,0001$) e consistente (para $\alpha = 0,05$) nos resultados experimentais obtidos.

5.1.3. Discussão

Em todos os aspectos considerados, a teoria e as simulações foram reproduzidas satisfatoriamente com a experiência realizada. Observando a Figura 27, fica claro que o aumento da frequência de amostragem melhora a resolução no domínio do tempo para um mesmo número de pontos, comprometendo, contudo, a duração da RIE. Por isso, a reflexão do pulso no transdutor emissor, captada novamente no transdutor receptor, não pode ser percebida com 25 MHz e 2.000 pontos. Essa reflexão ocorre em cerca de 160 μ s (ver as Figura 28 ou Figura 29). Na Figura 27, a reflexão não pode ser destacada com o CEP com 25 MHz de frequência de amostragem. Isso ocorre pois a duração total do CEP, e da RIE em consequência, nesse caso, não é grande o suficiente para sua visualização, o que não ocorre com os 14.000 pontos do sinal da Figura 28.

Ao se utilizar um sinal de 14.000 pontos em vez de 2.000 pontos, além de aumentar o tamanho (duração) da RIE, fica claro, ainda, o aumento da amplitude do pulso (ver a Figura 28). Isso tem sido demonstrado na literatura, e é possível ser alcançado com um CEP linear, utilizado na primeira parte da experiência.

A Figura 29 mostra um resultado particularmente útil para fins de diminuição da incerteza da medição. O ISO-GUM [108], considerado quase que universalmente o guia para estimativa da incerteza [109], define que a incerteza dita do Tipo A é estimada pelo desvio padrão da média de uma série de medições. Por definição, o desvio padrão da média é dado por $\sigma_m = \sigma_e / \sqrt{N}$, onde σ_e é o desvio padrão experimental (da

amostra) e N é o número de medições. Naturalmente, quanto maior o número de medições, menor será a incerteza Tipo A da medição. Isso fica claro no gráfico da Figura 29d. Mas uma questão de compromisso deve ser estabelecida entre o número de repetições e a diminuição do desvio padrão da média proporcionada por esse aumento. Na terceira etapa do experimento, optou-se por serem realizadas apenas 12 leituras em cada repetição, consideradas suficientes para estimar a incerteza adequadamente.

A Figura 30 apresenta os resultados da segunda etapa da experiência, ou seja, a equalização da resposta em frequência do sistema ultra-sônico utilizando um CEP-AMag, construído a partir do inverso da RF média obtida com a varredura linear. Esse sinal, ao ser apresentado ao sistema, gerou uma nova resposta com largura de banda maior, ilustrado na Figura 30 (superior). O aumento da largura de banda foi, no caso apresentado, de 1,0 MHz para 4,8 MHz. O sinal utilizado tem frequência de amostragem de 10 MHz, 14.000 pontos e foram realizadas 50 repetições em condições de repetitividade.

Foi demonstrado, com a experiência, que é possível emitir pulsos de ultra-som com espectro plano, ou melhor, com largura de banda tão larga quanto se deseje, dependendo do tipo de sistema empregado. Aspectos metrológicos foram esmiuçados na terceira etapa da experiência. As incertezas e as validações estatísticas dos resultados foram realizadas com o estudo da repetitividade do alargamento de banda do sistema ultra-sônico. As incertezas experimentais alcançadas foram baixas (menos do que 0,15%), mesmo naqueles resultados com maior dispersão, isso com apenas um conjunto de 5 medições.

Um aumento considerável na largura de banda foi obtido (mais do que 2,3 vezes a largura de banda original do sistema), apesar da limitação da instrumentação utilizada. Quanto maior a duração do CEP-AMag como sinal de excitação, maior poderá ser o aumento da largura de banda da resposta do sistema. Os resultados foram obtidos com um sinal de apenas 16.000 pontos, o que pode ser considerado um resultado satisfatório para os propósitos desta pesquisa.

5.1.4. Conclusão

Como primeira abordagem experimental, o aumento da largura de banda da resposta de um sistema ultra-sônico foi fundamental para consolidar, na prática, o conhecimento adquirido com as simulações computacionais do Capítulo 4. A

importância da duração do CEP, como parâmetro para melhorar a relação S/R, ficou clara com o experimento. Com isso, o gerador arbitrário de funções passa ser o equipamento de maior importância no processo de geração de CEP-AMag.

5.2. Atenuação ultra-sônica de materiais

Transdutores ultra-sônicos são, geralmente, caracterizados pelos parâmetros “frequência de ressonância” e “largura de banda característica”, que são basicamente função do material empregado e das dimensões do elemento ativo. Fatores de qualidade entre 1,0 e 2,0 são típicos nos transdutores ultra-sônicos comerciais, embora possam ser encontradas entre 0,8 e 3,0 [113], [114] e [115]. Em geral, procura-se utilizar o transdutor nas frequências compreendidas em sua largura de banda, pois assim consegue-se uma ótima relação S/R.

Em aplicações metrológicas, restringir o uso do transdutor a sua largura de banda é igualmente importante, já que a relação S/R tem influência direta no cálculo da incerteza da medição [108]. Por esse motivo, as medições de atenuação ultra-sônica de materiais, por exemplo, são consideradas válidas na faixa de frequências compreendida pela largura de banda do transdutor (ou do par de transdutores) utilizado. Assim sendo, para cobrir uma banda larga de frequências, podem ser necessários diversos transdutores, um para cada faixa de frequências. Além da disponibilidade dos equipamentos, esse procedimento é deveras demorado, pois cada troca de transdutor demanda reajuste do sistema, equalização das condições atmosféricas e re-aquecimento dos componentes eletro-eletrônicos. Seria de interesse que com um único sistema de medição uma banda larga de frequências fosse alcançada. Embora seja possível construir, ou mesmo adquirir, transdutores de banda larga, na grande maioria dos casos práticos encontrados em laboratórios isso não se mostra viável. Como foi demonstrado na Seção 5.1, é possível aumentar a largura de banda da resposta de um sistema ultra-sônico, incluindo transdutores, utilizando CEP-AMag.

Neste experimento, é empregada a técnica da varredura de senos para alargar o espectro de frequências da resposta de um sistema ultra-sônico utilizado para medir a atenuação de materiais. O objetivo é o de comparar os resultados obtidos quando empregada uma varredura linear com os resultados da varredura especialmente projetada para equalizar a resposta do sistema. O experimento já foi relatado em [23] e [116], e foi realizado no LUS entre Dezembro de 2003 e Janeiro de 2004.

5.2.1. *Materiais e métodos*

As medições foram realizadas nas dependências do LUS.

Equipamentos

As medições de atenuação foram feitas em um tanque com água destilada à temperatura de $20,7 \pm 0,1$ °C. Foram realizadas 24 leituras de temperatura com um termômetro modelo 52 (Fluke Corporation, Everett, WA, EUA) durante o experimento. O sistema de geração de sinais consistiu de um Gerador de Funções Arbitrárias, modelo 33120A (Agilent Technologies, Inc., Palo Alto, CA, USA), capaz de armazenar sinais definidos pelo usuário com até 16.000 pontos, de um Amplificador de Potência modelo A300-40PA (ENI, Rochester, NY, USA) e de um transdutor de fabricação do Laboratório de Ultra-som (LUS) do Programa de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ, com diâmetro de 10 mm e frequência de ressonância de 3,6 MHz. A captação do sinal ultra-sônico foi realizada com um transdutor também de fabricação do LUS, com 12 mm de diâmetro e frequência de ressonância de 2,0 MHz e um osciloscópio modelo TDS420 (Tektronix, Inc., Beaverton, OR, USA), com 150 MHz de largura de banda. Na entrada do amplificador de potência foram utilizados atenuadores modelos CAT-30 (30 dB de atenuação) e CAT-10 (10 dB de atenuação), todos do fabricante Mini-circuits (Brooklyn, NY, USA). Antes de entrar no osciloscópio, o sinal foi condicionado com três atenuadores modelos CAT-20, CAT-10 e CAT-5 (Mini-circuits) e um filtro passa baixa modelo BLP-5 (Mini-circuits) com frequência de corte de 5 MHz. Os transdutores foram posicionados afastados 93 mm entre si. A Figura 33 apresenta um esquema da montagem experimental.

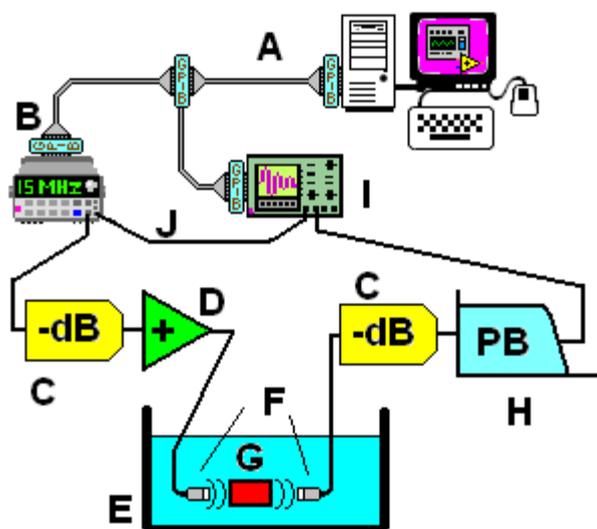


FIGURA 33. Montagem experimental utilizada na medição de atenuação: A ⇒ microcomputador com placa GPIB; B ⇒ Gerador de funções, com conexão GPIB; C ⇒ Atenuadores; D ⇒ Amplificador de potência; E ⇒ Tanque com água; F ⇒ Transdutores de ultrassom; G ⇒ Amostra de material para medir a atenuação; H ⇒ Filtro passa-baixa de 5 MHz; I ⇒ Osciloscópio digital, controlado remotamente pelo microcomputador por conexão GPIB; J ⇒ Conexão de sincronia entre gerador de funções e osciloscópio (*trigger*).

As amostras de material utilizadas para medição da atenuação foram inseridas em um cilindro de 6,05 cm de comprimento e 4,45 cm de diâmetro, sendo suas extremidades vedadas por uma película de látex. Cada amostra permaneceu em repouso por mais de 1 hora antes do início dos ensaios para igualar a temperatura com a da água do tanque, e não foi retirada do tanque durante todo o experimento. A amostra de referência continha apenas água destilada e a de teste uma mistura de 90% de glicerol (em massa) e 10% de água destilada. As massas foram medidas com uma balança modelo HM3300 (Helmac Automação Comercial, Taubaté, Brasil), com resolução de 0,01 g e as medições dimensionais foram realizadas com um paquímetro (Sonet, Checoslováquia), com resolução de 0,05 mm.

A automação do experimento foi realizada com os mesmos aplicativos e equipamentos descritos na Seção 5.1.1.

Protocolo de medição

As medições foram realizadas em 4 etapas. Inicialmente, o cilindro preenchido com água foi posicionado entre os transdutores. Uma varredura de senos linear com 16.000 pontos e com frequência de amostragem de 10 MHz (duração do sinal de 1,6 ms) foi utilizada para determinar o EF do sistema. A partir do inverso da magnitude da

RF, foi codificada uma varredura de senos com o propósito de ser usado como excitação do transdutor emissor, para tornar plano o espectro do sinal captado com o auxílio do osciloscópio. Na segunda etapa, a varredura codificada foi utilizada como sinal de excitação. Nas etapas 3 e 4, as varreduras linear e codificada foram utilizadas na amostra com a mistura de glicerol e água. Depois de concluídas as medições, o conjunto de dados foi agrupado por tipo de sinal de excitação. Cada sinal de excitação foi utilizado 10 vezes por medição em cada amostra, sendo que cada RF foi determinada a partir da média de 12 leituras (protocolo semelhante à terceira etapa da Seção 5.1). Foram realizados conjuntos de 3 medições cada em condições de repetitividade, substituindo-se a amostra entre cada medição. Adicionalmente, uma medição foi realizada com um CEP linear sem a amostra, apenas para captar o sinal livremente propagado entre os transdutores.

A atenuação foi experimentalmente determinada a partir da razão entre as RF da amostra de referência (água) e de teste (mistura), e apresentadas em escala logarítmica (dB).

Atenuação teórica

A fim de validar os resultados experimentais, foi determinada a função da perda da transmissão gerada pela amostra de glicerol e água TL_{gl} , obtida segundo (57).

$$TL_{gl} = 20 \cdot \log \left\{ \exp \left[x \cdot \frac{2 \cdot (2\pi \cdot f)^2 \eta_0}{3 \cdot \rho_0 c_0^3} \right] \right\} + TL_{ref} + 2 \cdot TL_R + 2 \cdot TL_{Pel} \quad (57)$$

onde x é a distância percorrida pela onda de ultra-som (comprimento do cilindro), f é a frequência, η_0 é a viscosidade da mistura, ρ_0 sua densidade e c_0 a velocidade de propagação do som no meio, TL_{ref} a perda na transmissão da amostra de referência devido à absorção da água, TL_R é a perda na transmissão devido à reflexão na interface água/mistura em função da diferença entre as impedâncias acústicas da água e da mistura ($TL_R = 0,21$ dB) e TL_{Pel} é a perda na transmissão devido à membrana de látex. O parâmetro TL_{Pel} foi calculado empiricamente, subtraindo-se, para cada frequência, o sinal obtido sem a amostra do sinal com a amostra de água. Sabendo-se a espessura da película, sua impedância poderia ser determinada (ou vice-versa) utilizando-se a Eq. 6.14a, na pg 128 de [65], adaptada a seguir:

$$TL_{Pel} = 20 \cdot \log \left[1 - \frac{2}{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{z_{Pel}}{\rho_0 c_0} - \frac{\rho_0 c_0}{z_{Pel}} \right)^2 \cdot \text{sen}^2(k_{Pel} \cdot L_{Pel})} \right] \quad (58)$$

onde z_{Pel} é a impedância da película, k_{Pel} é o número de onda na película, e L_{Pel} é a espessura da película. Nesse experimento, TL_{Pel} variou entre 0,9 e 1,4 dB entre 0,5 MHz e 4,5 MHz.

Segundo (15), para água $\alpha_l(f) = 0.022 \cdot f^2 \text{ m}^{-1}$, f em MHz, portanto $TL_{ref} = e^{\alpha_l(f)x} = \alpha_l(f) \cdot x \cdot 20 \log(e) \cong 0.01156 \cdot f^2 \text{ dB}$. A Tabela 6 apresenta os parâmetros utilizados na solução de (57). Todos os parâmetros, bem como a própria equação, foram retirados das referências [117], [118], [119] e [120].

TABELA 6. Parâmetros da mistura (glicerol a 90% em massa) e da água utilizados no cálculo da equação (57) e no cálculo de TL_R .

x	η_0 @ 20 °C	ρ_0		c_0	
[m]	[mP.s]	[kg/m ³]		[m/s]	
	mistura	água	mistura	água	mistura
$6,05 \times 10^{-2}$	364,1	998,2	1234,8	1482,9	1867,5

5.2.2. Resultados

A Figura 34 apresenta o EF da resposta do sistema ultra-sônico ensaiado, bem como a largura de banda de meia potência (-6 dB). A magnitude da RF do sistema, ao serem utilizados ambos sinais de excitação, está representada, normalizada em 0 dB de potência máxima. As linhas mais grossas, tanto a pontilhada quanto a contínua, representam as larguras de banda. A largura de banda mais estreita (linha tracejada) foi gerada com o CEP linear, portanto ela representa a RF combinada do sistema com a amostra de água pura posicionada entre os transdutores. A curva foi calculada como a média do conjunto de 3 medições de 10 repetições cada, com 12 leituras em cada repetição. A largura de banda resultante foi de $1,788 \pm 0,012$ MHz (ver Tabela 7). A linha contínua e grossa da Figura 34 é a largura de banda da resposta do sistema ao CEP-AMag, mantendo-se a amostra de água no mesmo local. Foi realizado o mesmo

número de medições e leituras para calcular essa curva. A diferença entre as larguras de banda com o CEP linear e com o CEP-AMag é notável. O uso do CEP-AMag aumentou a largura de banda média para $4,570 \pm 0,007$ MHz (Tabela 7).

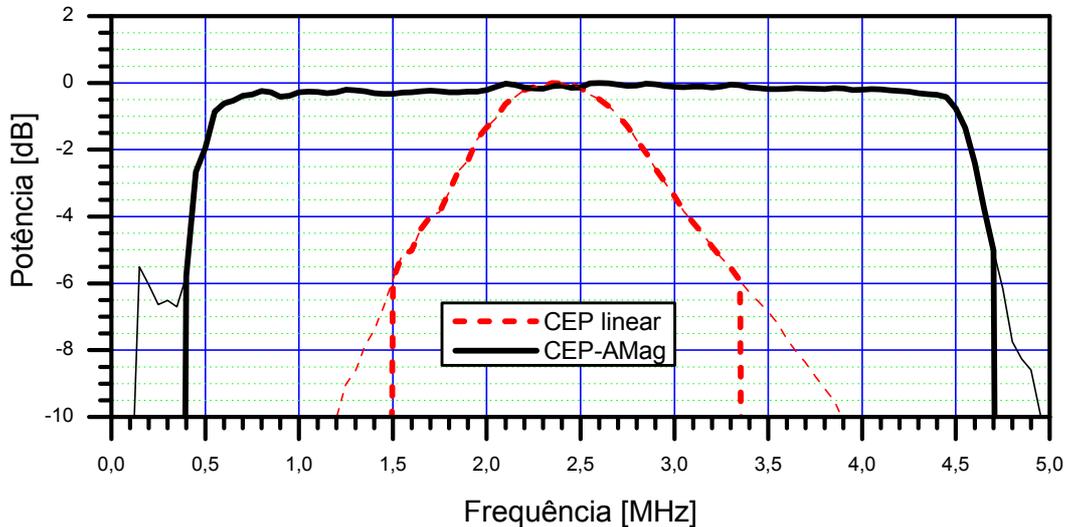


FIGURA 34. Respostas normalizadas do sistema ultra-sônico. As linhas grossas representam a largura de banda de meia potência (-6 dB em potência), tanto para o CEP linear (tracejada) quanto o CEP-AMag (contínua).

A Tabela 7 contém os resultados calculados para a largura de banda do experimento, tanto com o CEP linear quanto com o CEP-AMag. As incertezas foram calculadas como o desvio padrão da média dos resultados entre os 3 conjuntos de medição (desvio padrão experimental dividido pela raiz quadrada de 3).

TABELA 7. Espectro de frequências obtidas com o CEP linear e com o CEP-AMag. Os valores representam a incerteza combinada, i.e., fator de abrangência $k = 1$ [108] e [109].

CEP:	Linear	AMag
Largura de Banda [MHz]	1,788	4,570
Incerteza [MHz]	0,012	0,007

A Figura 35 mostra os resultados da atenuação nas amostras de mistura de água e glicerol. No mesmo gráfico estão representados os resultados obtidos com o CEP linear (largura de banda mais estreita), com o CEP-AMag (largura de banda mais larga) e os resultados obtidos com a expressão teórica da atenuação de (57) (linha pontilhada).

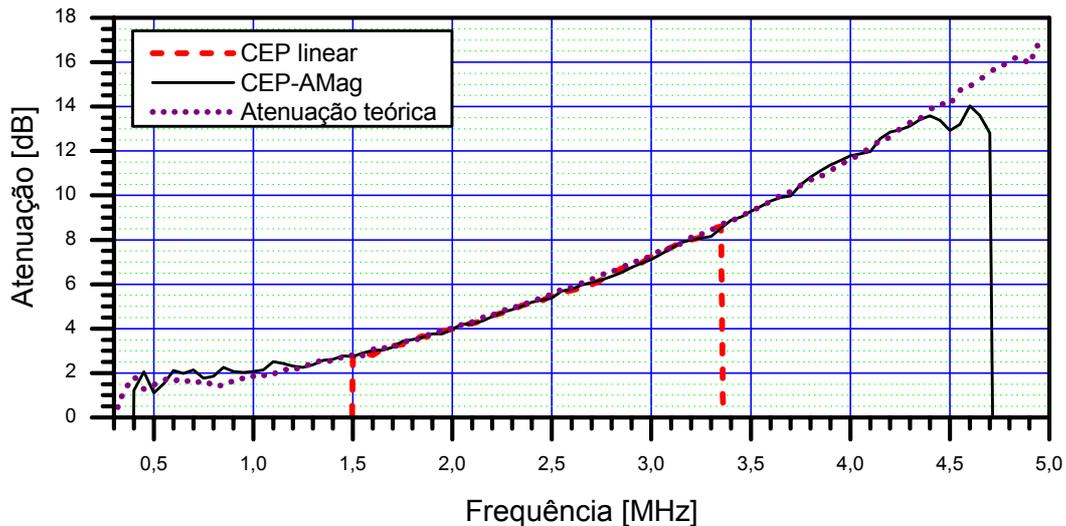


FIGURA 35. Atenuação da mistura de água e glicerol, calculada a partir das Respostas em Frequência medidas com o CEP linear (linha tracejada) e com CEP-AMag (linha contínua) e calculada teoricamente (linha pontilhada).

5.2.3. Discussão

A Figura 34 e a Figura 35, bem como a Tabela 7, deixam claro o efeito proporcionado pelo emprego da varredura de senos codificada. O aumento da banda útil é evidente, e permite que os resultados sejam validados em uma faixa de frequências maior. Vale ressaltar que o aumento foi possível sem alterar o sistema de medição, ou seja, o mesmo par de transdutores foi empregado em todo o experimento. Os resultados foram limitados a 5 MHz por características do gerador de sinais.

As incertezas experimentais, apresentadas na Tabela 7, são bastante reduzidas devido ao grande número de medições realizadas em condições de repetitividade.

Devido ao número reduzido de pontos que o gerador de funções comporta (16.000), foi necessário estabelecer uma relação de compromisso entre largura de banda equalizada (aumentada) e relação S/R necessária para medir a atenuação. Quanto maior a varredura codificada, tanto mais energia pode ser disponibilizada para as faixas do espectro com menos potência. No caso do experimento relatado, optou-se por manter um nível de sinal 12 dB acima do ruído de fundo. Com esse parâmetro, a RF medida foi truncada (limite inferior) em 12 dB abaixo da potência máxima, ou seja, aquela apresentada na frequência de ressonância do sistema.

Os resultados da Figura 35 mostram que as curvas experimentais de atenuação

coincidem entre si e com a curva teórica em não mais do que $\pm 0,1$ dB de diferença, com exceção das baixas frequências. Como nessa faixa a atenuação da mistura de glicerol é muito baixa, a razão entre as amplitudes apresenta grande flutuação, divergindo do valor teórico esperado.

5.2.4. Conclusão

Apesar da limitação da instrumentação disponível, foi possível gerar resultados satisfatórios da medição de atenuação. O uso do CEP-AMag proporcionou uma faixa de frequências mais larga com resultados válidos. O aumento do produto TB que o CEP-AMag proporciona, função do aumento da largura de banda da resposta do sistema, melhora a relação S/R e, em consequência, permite a validação das medições em faixas de frequência mais largas.

5.3. Calibração de transdutores

A próxima aplicação metrológica do CEP-Amag, desenvolvida nesta tese, foi a calibração de transdutores. Tradicionalmente, a calibração é feita determinando-se a magnitude da RF do transdutor, sendo o fator de conversão eletro-mecânica um parâmetro menos importante. A fase também não costuma ser determinada nas calibrações típicas de transdutores, até mesmo porque não é tarefa fácil definir um valor de referência apropriado para a mesma. Como sinal de excitação, usualmente emprega-se um ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor. A calibração segundo a técnica *stepped sine*, na qual são utilizados salvos de senóides longas o suficiente para serem consideradas como tons puros, não é usual, por ser muito demorada. Como será apresentado, o uso de ambas técnicas (um ciclo de senóide ou tons puros) pode levar a distorções na forma da magnitude da RF do transdutor. A escolha do afastamento entre transdutor e hidrofone pode não evitar erros nos resultados, em função do compromisso que se estabelece entre as distorções geradas por propagação não-linear e as interferências causadas pela difração no campo próximo. Já o uso do CEP (linear ou não) evita, ou pelo menos minimiza, tais erros.

5.3.1. Materiais e métodos

As medições foram realizadas nas dependências do NPL destinadas à calibração primária de hidrofones pelo método interferométrico, denominadas *Interferometer*

Facilities. O experimento foi realizado entre Abril e Junho de 2004.

Equipamentos

Os sinais de excitação foram gerados com um Gerador de Funções Arbitrárias, modelo 33250A (Agilent Technologies, Inc., Palo Alto, CA, USA), com capacidade de armazenar sinais definidos pelo usuário de até 64.000 pontos e frequência de saída de até 20 MHz. A excitação foi amplificada utilizando-se um Amplificador de Potência modelo A150 (ENI, Rochester, NY, USA), apresentando ganho nominal de 65 dB. A captação do sinal foi realizada com hidrofones de membrana modelos MRQ-IP904 (coplanar, 0,5 mm de diâmetro nominal do elemento ativo e 9 μm de espessura de película, com frequência de ressonância em cerca de 90 MHz [54]) e o MRQ-IP016 (bilaminar, 0,5 mm de diâmetro nominal do elemento ativo e 9 μm de espessura de película). O pico de ressonância para hidrofones com essa espessura de película é, teoricamente, de 45 MHz [54], e o medido foi, para o IP016, em torno de 44 MHz [121] – veja a Figura 36. Ambos hidrofones utilizados foram fabricados pela GEC Marconi Research Centre (Chelmsford, Essex, England, UK), de propriedade do NPL. A Figura 36 apresenta as curvas de calibração, teóricas e experimentais, dos hidrofones utilizados. Para obter a pressão ultra-sônica a partir da tensão medida, foram sempre utilizados os valores experimentais (calibrados) das sensibilidades, interpolando-se ou extrapolando-se, caso necessário. As incertezas das calibrações foram cerca de 5% para o IP904 e cerca de 10% para o IP016.

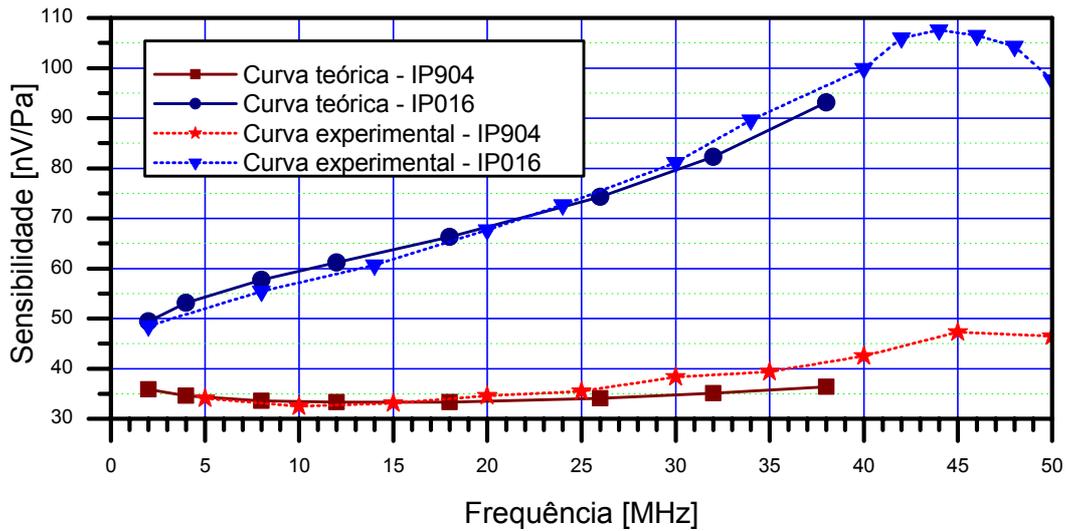


FIGURA 36. Curvas de sensibilidade, teóricas e experimentais, dos hidrofones utilizados. O hidrofone IP016 apresenta maior sensibilidade, notando-se uma diferença de cerca de 5 % entre as curvas teórica e experimental. O IP904 possui menor sensibilidade, entre 30 e 45 nV/Pa, tanto na curva teórica quanto na experimental, aumentando ligeiramente em altas frequências (a partir de cerca de 30 MHz até cerca de 50 MHz).

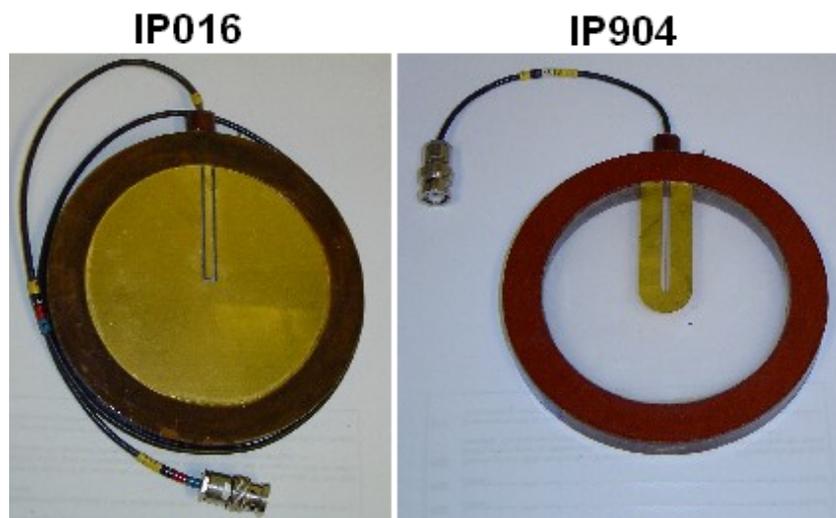


FIGURA 37. Fotos dos hidrofones utilizados no experimento.

O sinal foi condicionado com um amplificador sem identificação de marca ou modelo, conhecido no NPL pela referência 55391001, por um filtro passa-alta com frequência de corte inferior de 400 kHz, tipo LAB 40025 (Fern Developments Ltd, East Kilbride, Lanarkshire, Scotland, UK) e resistências calibradas de 50 Ohms para casamento de impedância entre os equipamentos. A aquisição do sinal foi realizada

com um osciloscópio com 500 MHz de largura de banda, modelo TDS5052 (Tektronix, Inc., Beaverton, OR, USA). As medições de temperatura foram realizadas antes e depois de cada excitação com o auxílio de um termômetro modelo IP39C (Russell Scientific Instruments Ltd, Dereham, Norfolk, England, UK). Todos os equipamentos estavam com suas calibrações atendendo ao Sistema de Gestão da Qualidade do Laboratório de Ultra-som do NPL, no que diz respeito à periodicidade da calibração. O gerador de sinais e o osciloscópio foram controlados remotamente via GPIB com o auxílio do aplicativo “Equal-Tx.vi”. O aplicativo foi aprimorado continuamente durante as medições realizadas.

Dois transdutores, de propriedade do Inmetro, foram calibrados: o modelo A304S, com diâmetro nominal de 1”, ou 25,4 mm, e frequência nominal de 2,25 MHz, e o modelo A307S, com mesmo diâmetro mas frequência nominal de 5,0 MHz, ambos de fabricação da Panametrics (GE Panametrics, General Electric Company, Fairfield, CT, USA). O transdutor de 5,0 MHz foi calibrado somente com o hidrofone IP904, enquanto ambos hidrofones foram utilizados na calibração do transdutor de 2,25 MHz.

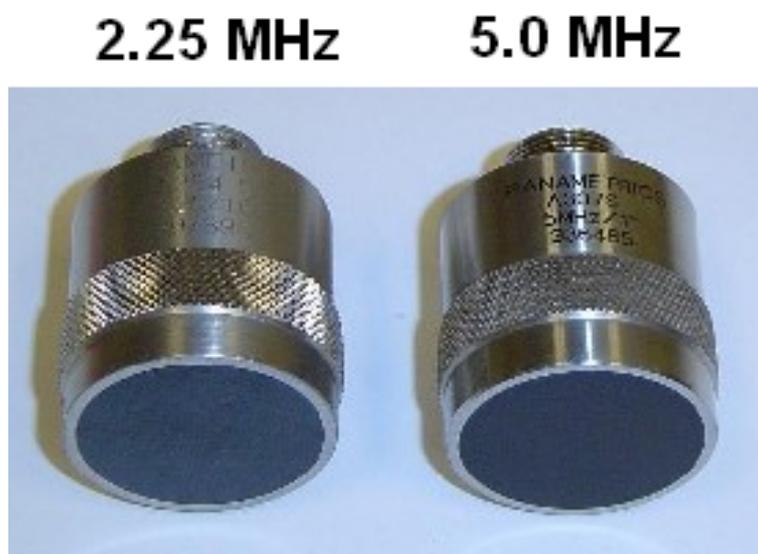


FIGURA 38. Fotos dos transdutores calibrados no experimento.

O tanque utilizado tem dimensões de aproximadamente 1 m de comprimento, 0,3 m de largura e 0,3 m de profundidade.

Protocolo de medição

O principal parâmetro de comparação foi o tipo de sinal de excitação empregado.

Foram utilizados 3 tipos de sinais:

- a) Tons puros (técnica *stepped sine*). Foram utilizadas salvas de senóides (*burst*) de 30 ciclos, com período de 10 ms (frequência de repetição do pulso de 100 Hz). Para o transdutor com frequência nominal de 2,25 MHz, os tons puros variaram de 1,0 MHz a 3,5 MHz em passos de 0,25 MHz, totalizando 11 excitações. O transdutor de 5,0 MHz foi excitado entre 2,0 MHz e 8,0 MHz em passos de 0,5 MHz (total de 13 tons puros);
- b) 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor (2,25 MHz ou 5,0 MHz);
- c) Varreduras de senos. Para fins de comparação, foram empregados 3 tipos de codificação para as varreduras: CEP linear de banda larga (entre DC e a frequência de Nyquist), CEP linear de banda limitada e CEP-AMag. No segundo tipo de CEP, a banda foi limitada entre 0,4 MHz e 5,0 MHz para o transdutor de 2,25 MHz (frequência de amostragem ajustada em 12,5 MHz), e entre 1,0 MHz e 9,0 MHz para o transdutor de 5,0 MHz (frequência de amostragem igual a 25 MHz). O CEP-AMag foi obtido a partir do EF do pulso direto obtido por janelamento da RIE após a compressão do CEP linear de banda limitada, portanto esse sinal também foi limitado em frequência. Para ambos transdutores e para os 3 tipos de CEP, os sinais foram gerados com 50.000 pontos e a faixa dinâmica do CEP-AMag foi limitada em 20 dB.

Todos os sinais foram gerados com amplitude de 300 mVpp. O osciloscópio foi ajustado para realizar 100 leituras para calcular a média dos sinais no tempo em todos os casos.

Foram utilizados 3 atrasos (*delays*) entre os instantes da emissão e recebimento do sinal para cada par transdutor/ hidrofone: 120 μs (\cong 178 mm), 150 μs (\cong 222 mm) e 200 μs (\cong 296 mm). A temperatura da água variou entre 18,9 °C e 20,4 °C, o que implica em uma variação máxima da distância na ordem de 0,31% para todos os atrasos de tempo. O menor afastamento foi escolhido para ficar um pouco além do ponto em que a maior amplitude foi observada, em torno de 110 μs (\cong 163 mm) para o transdutor de 2,25 MHz e 103 μs (\cong 153 mm) para o transdutor de 5,0 MHz. Quando há presença de grandes distorções devido à propagação não-linear, esse ponto de máximo acontece próximo a $\sigma = 1,15$ (ver Figura 5). Dependendo do valor de P_0 , valor da pressão RMS na fonte, em (11), o ponto de envelope máximo pode ficar no campo próximo ou no

campo afastado. A Tabela 8 apresenta os valores de r_{ap} , ponto de separação entre campo próximo e campo afastado, segundo (6) da Seção 3.1.1.

TABELA 8. Valores do ponto de separação entre campo próximo e campo afastado para as frequências centrais dos transdutores utilizados, segundo (6).

Transdutor [MHz]	Ponto de separação entre campos próximo e afastado r_{ap}
	[mm]
2,25	245
5,0	545

Antes de serem iniciadas as medições para um determinado afastamento, foi realizado o alinhamento entre o transdutor e o hidrofone, maximizando-se o sinal manipulando-se os graus de liberdade de rotação e *tilt* do suporte do transdutor. Após serem realizadas as medições de todos os sinais de excitação para um determinado afastamento, o transdutor foi trasladado para um outro afastamento, e o alinhamento foi refeito para essa nova posição. Após a medição na terceira posição, todo o processo foi repetido 5 vezes, a fim de se criar uma situação de repetitividade no procedimento. O resultado computado para cada sinal de excitação em cada afastamento foi a média das 5 repetições. Foram gravados arquivos contendo os resultados das medições de todos os 5 tipos de sinais de excitação, os 2 transdutores, os 2 hidrofones, os 3 afastamentos e as 5 repetições por conjunto de parâmetros.

Após o cálculo das RIE, a partir da deconvolução dos diversos CEP empregados, o sinal direto foi obtido por janelamento. Para tanto, foram escolhidos afastamentos e largura da janela retangular utilizados em cada sinal. A Tabela 9 apresenta esses parâmetros para todas as medições realizadas. Os instantes iniciais das janelas, apresentados na Tabela 9 foram escolhidos caso a caso para compensar eventuais flutuações do posicionamento, função da variação da temperatura ou outros fatores.

TABELA 9. Parâmetros utilizados na escolha das janelas utilizadas na separação do sinal direto nas Respostas Impulsivas Espaciais obtidas com o emprego dos CEP.

Transdutor [MHz]	Hidrofone	Atraso nominal	Janela	
			Início [μs]	Largura [μs]
2,25	IP016	120 μs	120,6	2,0
		150 μs	149,6	2,0
		200 μs	199,7	2,0
	IP904	120 μs	119,6	2,0
		150 μs	149,6	2,0
		200 μs	199,6	2,0
5,0	IP904	120 μs	119,6	1,8
		150 μs	149,4	1,8
		200 μs	199,4	1,8

Correção da pressão sonora medida

A *Spatial Averaging Correction*, (SAC – detalhes na Seção 3.1.2) foi aplicada na determinação do valor correto de pressão sonora, após as medições. Ambos transdutores têm 25,4 mm de diâmetro e ambos hidrofones apresentam 0,5 mm de diâmetro geométrico do elemento ativo. Portanto, os valores da SAC variaram apenas em função dos afastamentos e da frequência de excitação. A Tabela 10 apresenta valores da SAC para os afastamentos empregados e para frequências que englobam as utilizadas na excitação. A SAC utilizada em cada frequência para corrigir todas as medições foi obtida da interpolação dos valores tabelados. Para fins de informação, a Tabela 11 apresenta o diâmetro efetivo do elemento ativo dos hidrofones, função apenas da frequência de excitação e do diâmetro geométrico do elemento ativo.

TABELA 10. *Spatial Averaging Correction*, SAC, em função do afastamento entre transdutor e hidrofone e frequência da onda ultra-sônica. A SAC apresentada é a porcentagem que foi acrescentada à pressão sonora medida para calcular o valor verdadeiro da pressão sonora incidente no hidrofone.

Frequência [MHz]	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0
$\Delta t = 120 \mu s$	0,15	0,18	0,28	0,46	0,70	1,03	1,42	1,89	2,44	3,07	3,78
$\Delta t = 150 \mu s$	0,10	0,11	0,18	0,29	0,45	0,65	0,90	1,20	1,55	1,94	2,39
$\Delta t = 200 \mu s$	0,05	0,06	0,10	0,16	0,25	0,37	0,51	0,67	0,86	1,08	1,33

TABELA 11. Diâmetro efetivo do elemento ativo dos hidrofones, a_e , em função da frequência.

Frequência [MHZ]	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0
a_e [mm]	2,06	1,12	0,71	0,60	0,56	0,54	0,53	0,52	0,52	0,51	0,51

5.3.2. Resultados

A seguir, serão apresentados, graficamente, exemplos ilustrativos de todas as medições realizadas. Procurou-se apresentar exemplos que caracterizem cada conjunto de medições, separados adequadamente por tipo de sinal de excitação. Optou-se por apresentar apenas exemplos, e não todos os resultados, para manter o foco nos parâmetros avaliados com o propósito de distinguir e enaltecer as vantagens de se utilizar CEP, particularmente o CEP-AMag, como sinal de excitação para calibração de transdutores. As observações, comentários e discussões sobre os resultados serão realizadas na seção seguinte. Todos os gráficos representando espectros de potência foram corrigidos aplicando-se a SAC, após a tensão ter sido convertida para pressão ultra-sônica aplicando-se a sensibilidade calibrada do hidrofone utilizado.

Salva de senóides (*burst*) como sinal de excitação

Com o uso dos tons puros, o único resultado computado foi a amplitude da onda na frequência fundamental do sinal emitido. Para isso, a salva de senóides captada pelo osciloscópio foi transferida para o computador, via GPIB, e sua FFT computada. Para diminuir a incerteza do espectro de potência calculado, foram computadas apenas as FFT dos trechos das salvas entre os respectivos ciclos 5 e 25 (20 ciclos do total de 30), desprezando, assim, os transientes presentes no início e fim da onda. Embora seja uma salva de senóides, o uso desse protocolo leva o trecho analisado a uma boa aproximação de onda contínua.

A Figura 39 apresenta o sinal captado pelo hidrofone para uma excitação (salva de senóides) de 2,25 MHz, ao serem utilizados o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016, com atraso de 120 μ s, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. Observe a distorção da senóide, gerada pela propagação não-linear, e a quantidade de harmônicos presentes nessa onda distorcida. O início da senóide distorcida foi realçado, e mostra o transiente citado anteriormente. A frequência de ressonância desse hidrofone é de 45 MHz, mas os harmônicos até 60 MHz podem ser bem captados, e estão representados no gráfico.

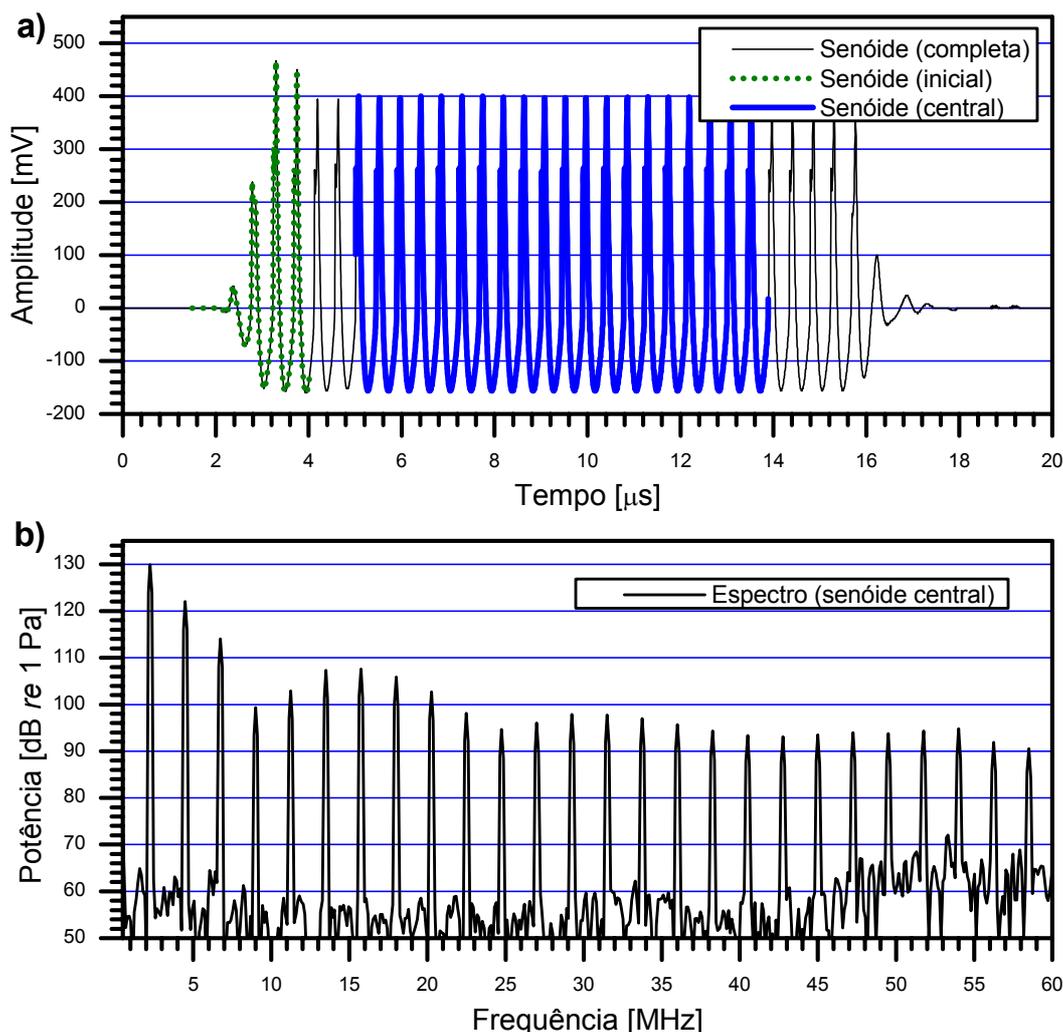


FIGURA 39. Medição da salva de senóides de 2,25 MHz gerada pelo transdutor de frequência nominal de 2,25 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP016, com frequência de ressonância de 45 MHz. A onda distorcida, e em consequência os harmônicos apresentados, ocorrem devido à propagação não-linear. Nesse exemplo, a medição foi realizada com atraso de 120 μ s.

As salvas de senóides de 5,0 MHz utilizadas para excitar o transdutor de frequência nominal de 5,0 MHz foram capturadas com o auxílio do hidrofone IP904, com 90 MHz de frequência de ressonância. A Figura 40 apresenta os gráficos nos domínios do tempo e da frequência para o atraso de 200 μ s entre transdutor e hidrofone. A escala horizontal do gráfico no domínio da frequência é idêntica à da figura anterior. Observa-se que o número de harmônicos é bem menor, por ser a frequência de excitação proporcionalmente maior nesse outro exemplo.

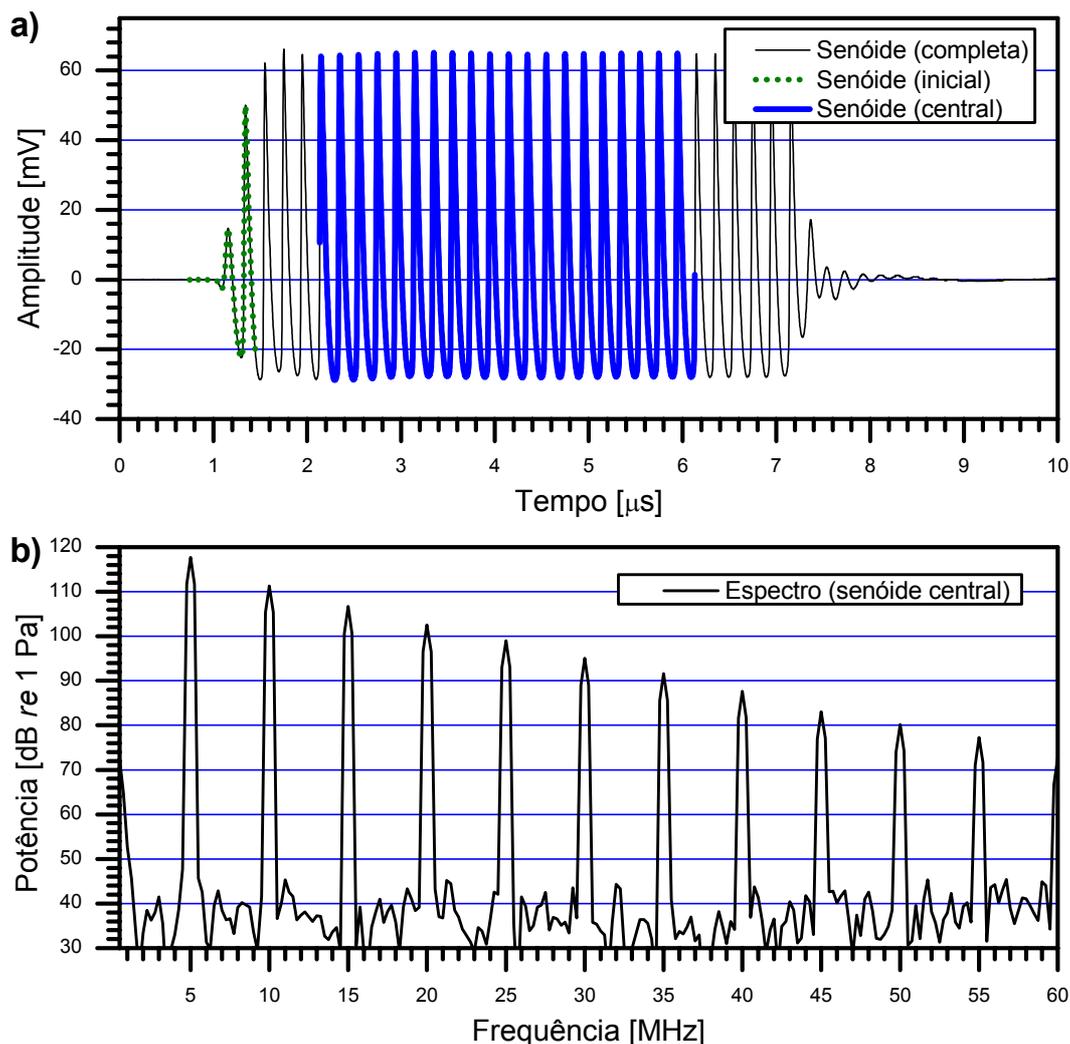


FIGURA 40. Medição da salva de senóides de 5,0 MHz gerada pelo transdutor de frequência nominal de 5,0 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP904, com frequência de corte de ressonância de 90 MHz. A onda distorcida, e em consequência os harmônicos apresentados, ocorrem devido à propagação não-linear. A medição foi realizada com atraso de 200 μ s.

A Figura 41a foi gerada com a salva de senóides de 1,0 MHz, excitando o transdutor de 2,25 MHz afastado 150 μ s do hidrofone. Já na Figura 41b foi utilizado o transdutor de 5,0 MHz excitado por uma senóide de 7,5 MHz à distância de 200 μ s do hidrofone, que em ambos os casos foi o IP904. Essa figura serve para ilustrar o fenômeno que ocorreu em todos os casos experimentais ao serem utilizados sinais de excitação nas extremidades do espectro, tanto (bem) abaixo quanto (bem) acima das frequências nominais dos transdutores (2,25 MHz ou 5,0 MHz). A Figura 42 apresenta a comparação entre o espectro do início transiente da salva de senóides e a RF do transdutor, medida com o auxílio de um CEP-AMag como sinal de excitação.

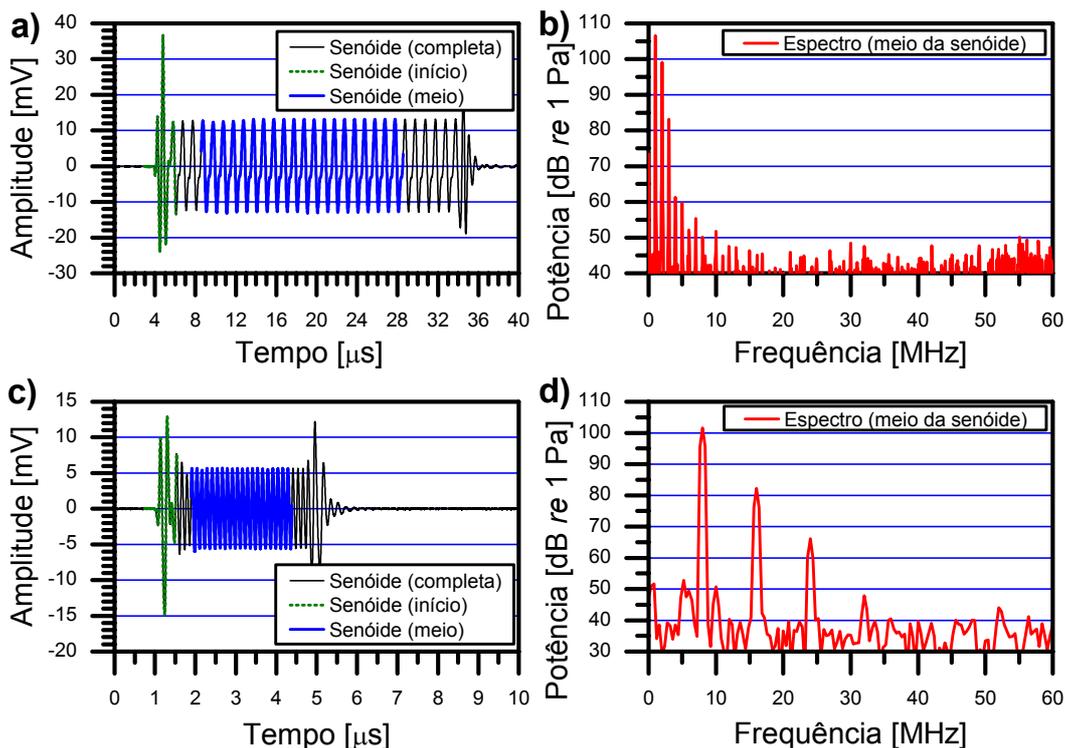


FIGURA 41. Medição da parte inicial (transiente) de senóides com freqüências nos extremos do espectro analisado, distantes da freqüência nominal dos respectivos transdutores. a) e b) Salva de senóides de 1,0 MHz gerada pelo transdutor de freqüência nominal de 2,25 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP904, atraso de 150 μ s; c) e d) Salva de senóides de 8,0 MHz gerada pelo transdutor de freqüência nominal de 5,0 MHz e captada com o auxílio do hidrofone IP904, atraso de 200 μ s.

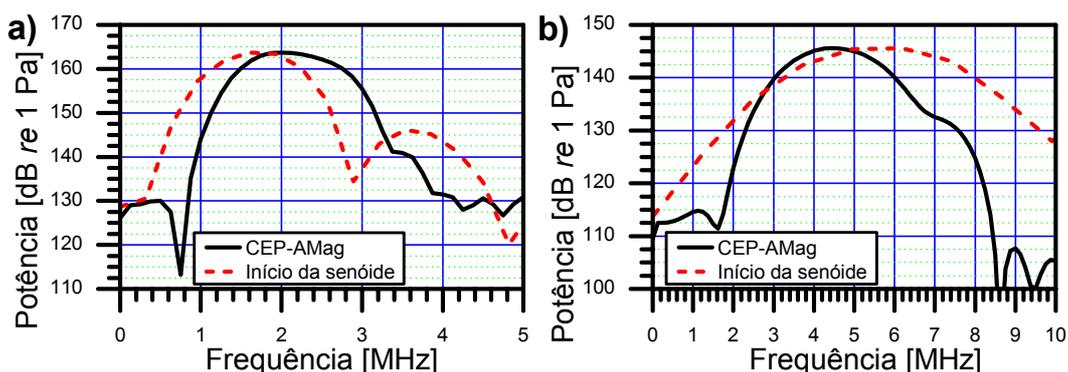


FIGURA 42. Comparação entre os espectros da parte inicial (transiente) de senóides com freqüências nos extremos do espectro analisado e o espectro da RF do transdutor. O espectro tracejado corresponde ao transiente do sinal no tempo, e o espectro desenhado com linha contínua foi obtido com um CEP-AMag, e corresponde à RF do transdutor. Os gráficos a) e b) correspondem aos apresentados na Figura 41.

Um ciclo de senóide como sinal de excitação

Os resultados das medições utilizando-se 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor estão apresentados na Figura 43, para todas as combinações de transdutores, hidrofones e afastamentos. Os sinais no tempo são uma composição dos sinais captados nos diversos afastamentos utilizados, realizados em medições distintas.

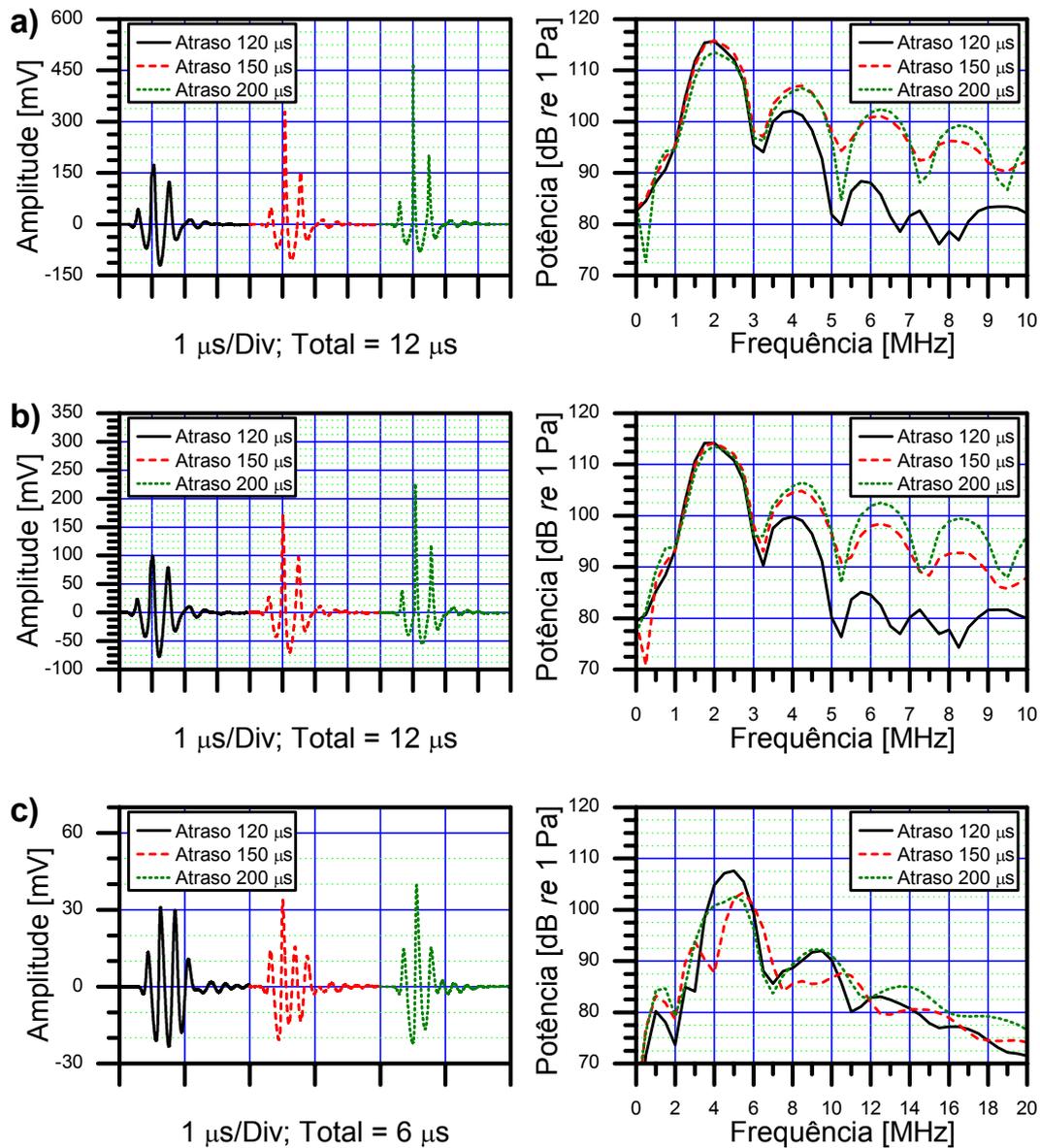


FIGURA 43. Resultado das medições realizadas com 1 ciclo de senóide como sinal de excitação. Os gráficos à esquerda representam os sinais no tempo, e os gráficos à direita os respectivos espectros de potência. a) Transdutor de 2,25 MHz e hidrofone IP016; b) Transdutor de 2,25 MHz e hidrofone IP904; c) Transdutor de 5,0 MHz e hidrofone IP904.

CEP como sinal de excitação

A Figura 44 e a Figura 45 apresentam resultados típicos de RIE, obtidas por deconvolução dos sinais captados, para os 3 tipos de codificação. Nos exemplos, foram utilizados o transdutor de 2,25 MHz com o hidrofone IP016 e atraso de 200 μs (Figura 44) e o transdutor de 5,0 MHz com o hidrofone IP904 e atraso de 120 μs (Figura 45). O sinal direto é o localizado com o respectivo atraso na RIE, e apresenta a maior amplitude, como esperado. Deve-se atentar para as escalas verticais dos gráficos da Figura 44 e da Figura 45, que são diferentes.

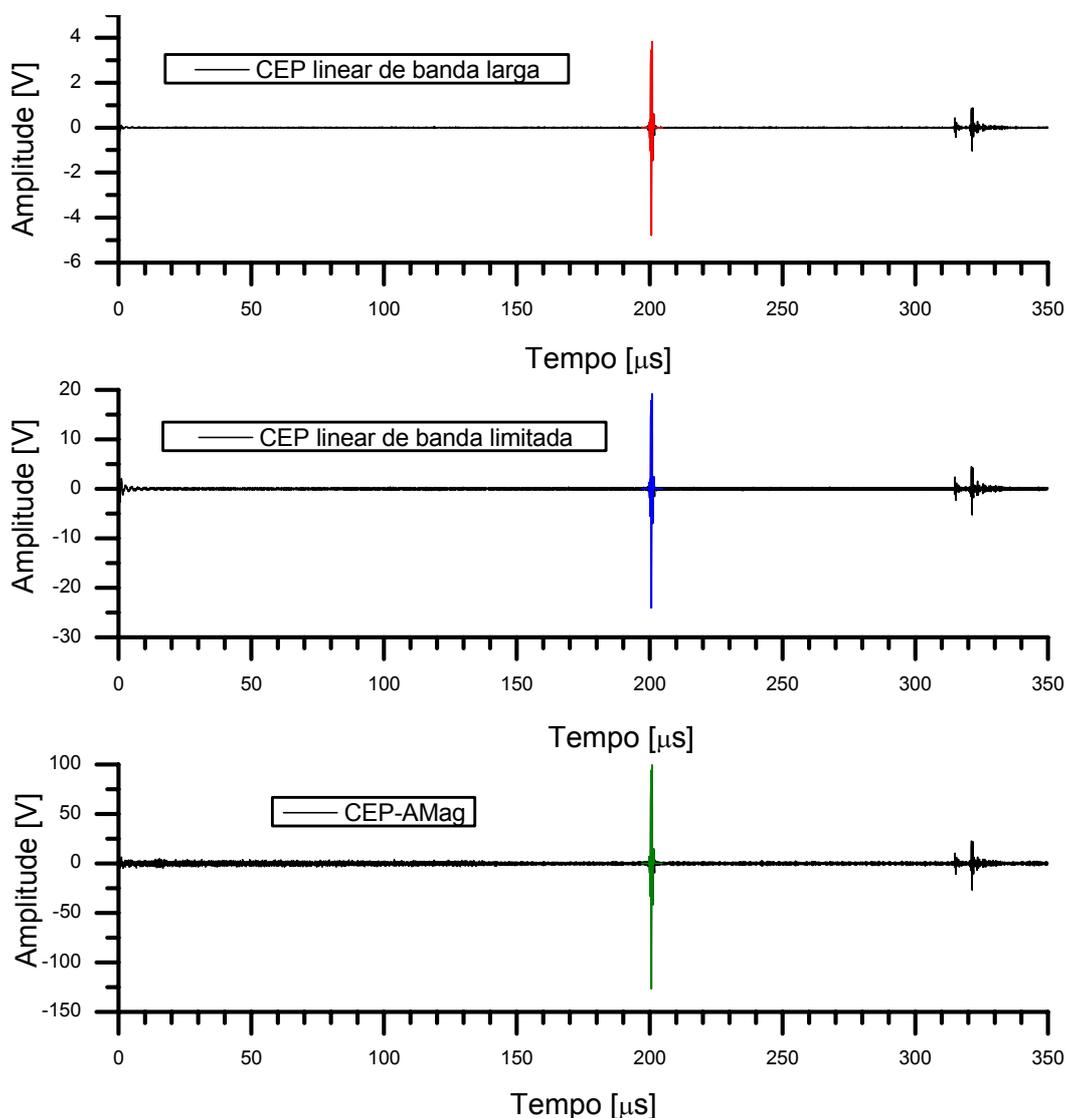


FIGURA 44. Exemplos de Respostas Impulsivas Espaciais, obtidas por deconvolução dos sinais captados, para o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016, com afastamento de 200 μs entre eles.

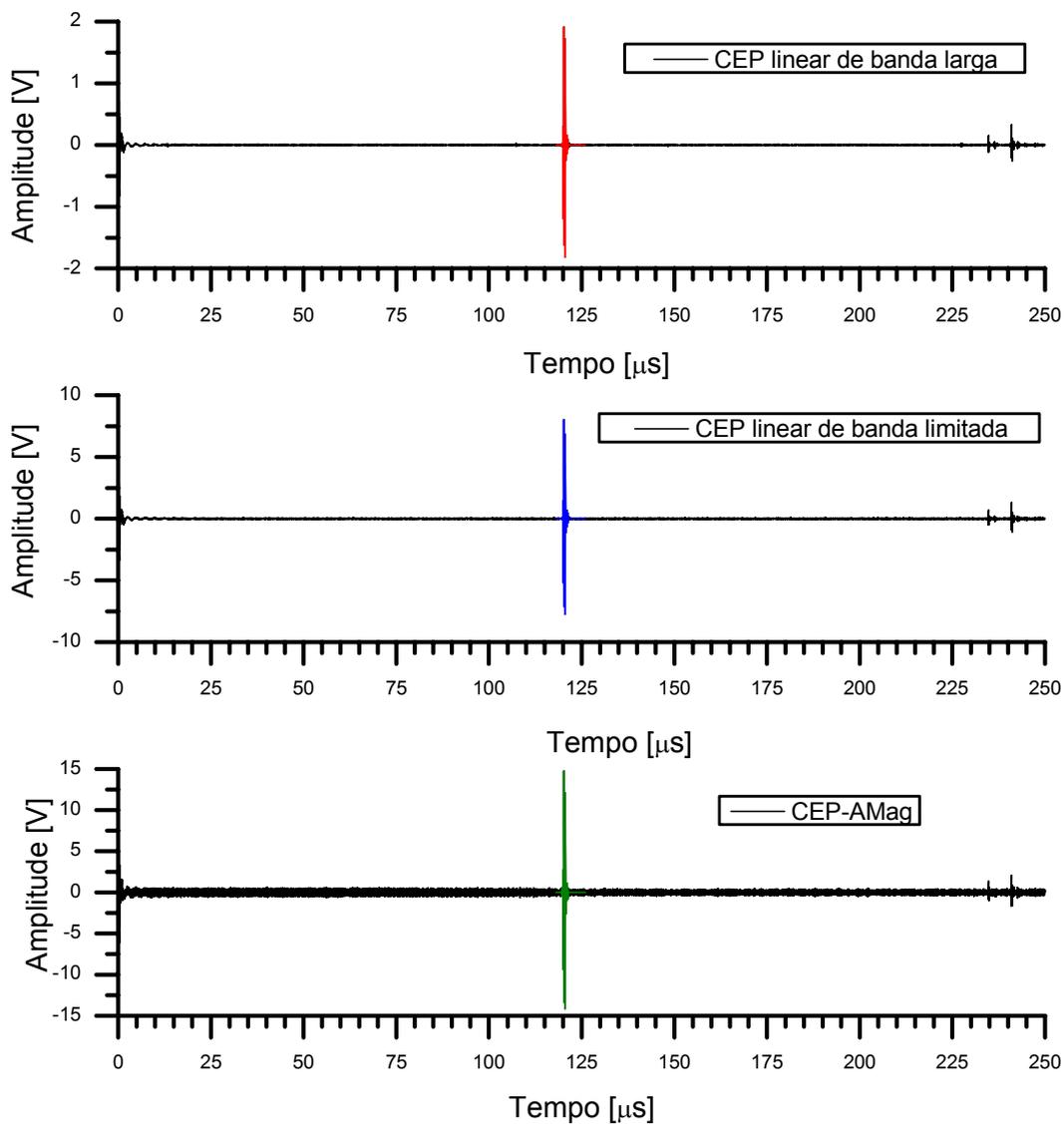


FIGURA 45. Exemplos de Respostas Impulsivas Espaciais, obtidas por deconvolução dos sinais captados, para o transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904, com afastamento de 120 μs entre eles.

Nas medições realizadas, apenas o sinal direto é de interesse, portanto ele foi isolado, por janelamento, para ser quantificado. A Figura 46 apresenta os sinais diretos dos exemplos da Figura 44 e Figura 45, tanto no domínio do tempo quanto da frequência. Os parâmetros da Tabela 9 foram empregados no janelamento, mas os gráficos no domínio do tempo da Figura 46 aparecem mais largos do que as janelas utilizadas porque foram acrescentados zeros no sinal (*zero padding*) para melhorar a resolução espectral.

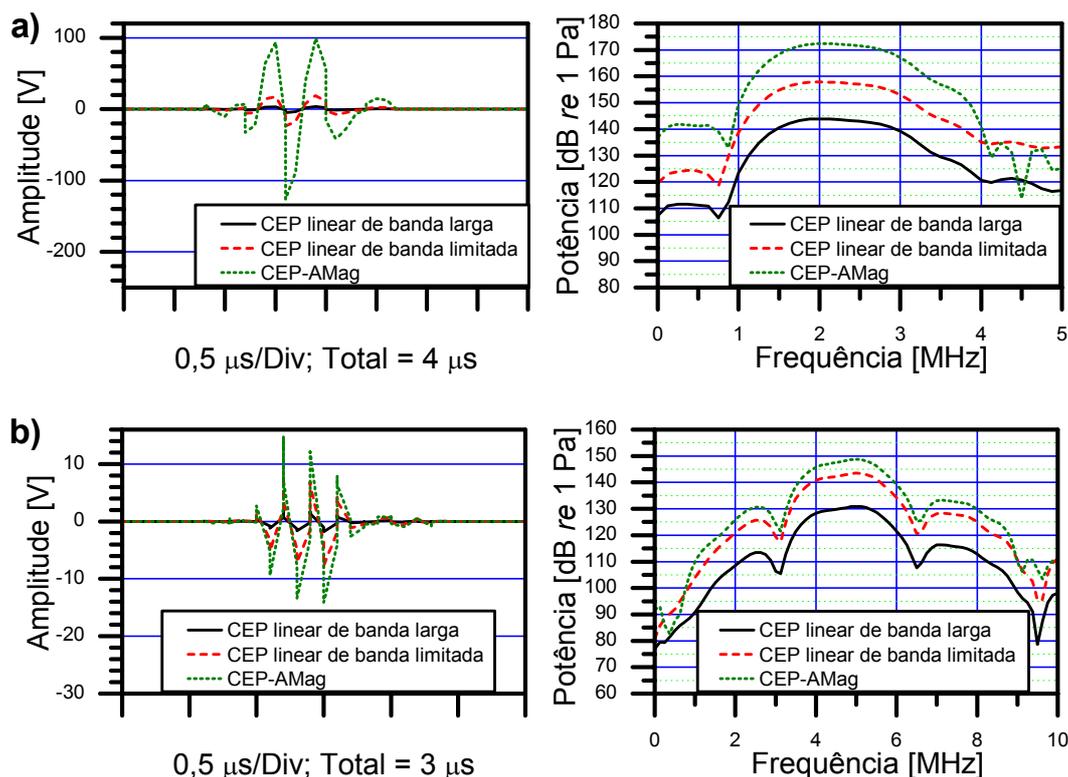


FIGURA 46. Sinais diretos obtidos das RIE apresentadas na Figura 44 e na Figura 45: a) Transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016, com afastamento de 200 μs entre eles; b) Transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904, com afastamento de 120 μs entre eles.

Os gráficos da Figura 47 apresentam apenas os espectros de potência obtidos com os 3 tipos de CEP para o transdutor de 2,25 MHz, para os 3 afastamentos, utilizando-se os hidrofones IP016. As medições realizadas com o mesmo transdutor e o hidrofone IP904 estão ilustradas na Figura 48. As curvas foram normalizadas para 0 dB de potência máxima para que seus formatos pudessem ser avaliados.

A Figura 49 apresenta os espectros de potência normalizados obtidos com o transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904, para os 3 afastamentos.

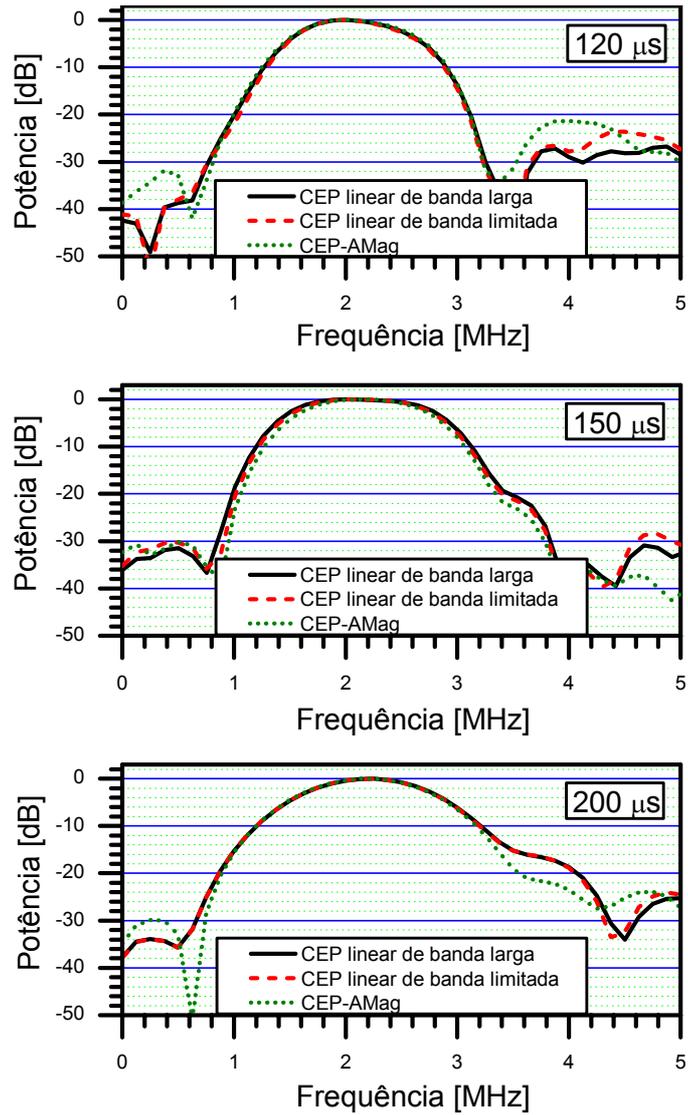


FIGURA 47. Espectros de potência dos sinais diretos obtidos das RIE, utilizando-se o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP016.

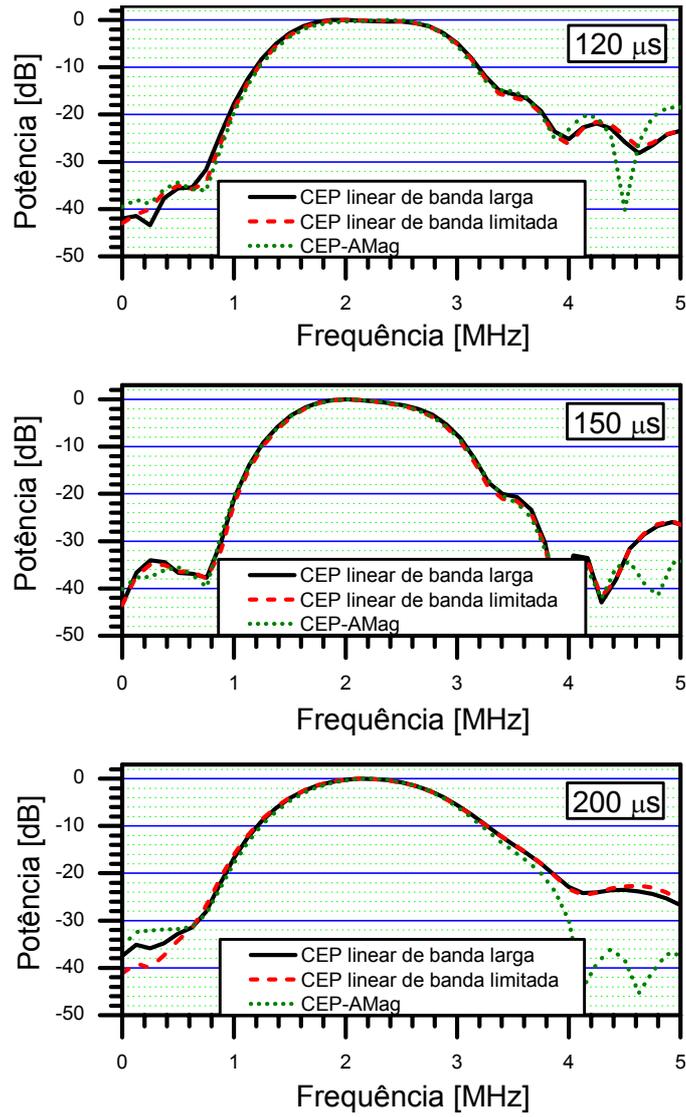


FIGURA 48. Espectros de potência dos sinais diretos obtidos das RIE, utilizando-se o transdutor de 2,25 MHz e o hidrofone IP904.

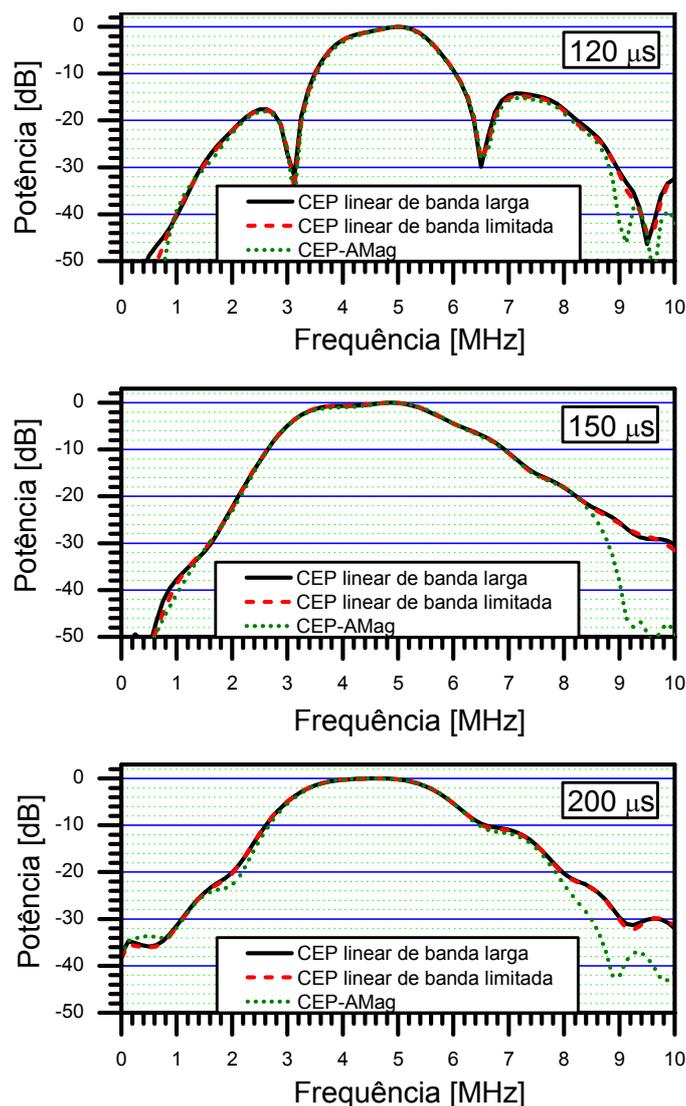


FIGURA 49. Espectros de potência dos sinais diretos obtidos das RIE, utilizando-se o transdutor de 5,0 MHz e o hidrofone IP904.

O último conjunto de resultados a ser apresentado consubstancia o objetivo desse experimento, que é comparar as calibrações realizadas com os diversos tipos de sinais de excitação empregados. A Figura 50 apresenta o resultado da calibração do transdutor de 2,25 MHz realizada com o hidrofone IP016, enquanto os gráficos da Figura 51 foram obtidos com o mesmo transdutor e o hidrofone IP904. A Figura 52 apresenta os resultados da calibração do transdutor de 5,0 MHz para os 3 afastamentos. O CEP empregado na comparação é o CEP-AMag em todos os gráficos.

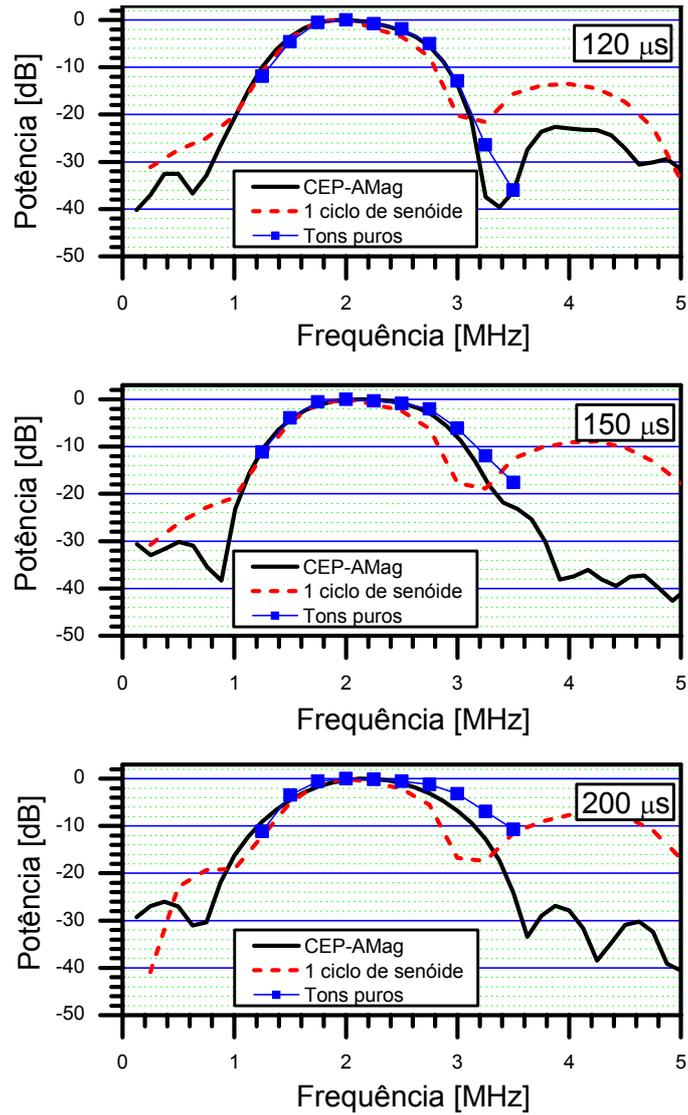


FIGURA 50. Resultado da calibração dos transdutores 2,25 MHz com o hidrofone IP016. Estão representados os 3 tipos de sinal de excitação: CEP-AMag, tons puros (salvas de senóides) e 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor.

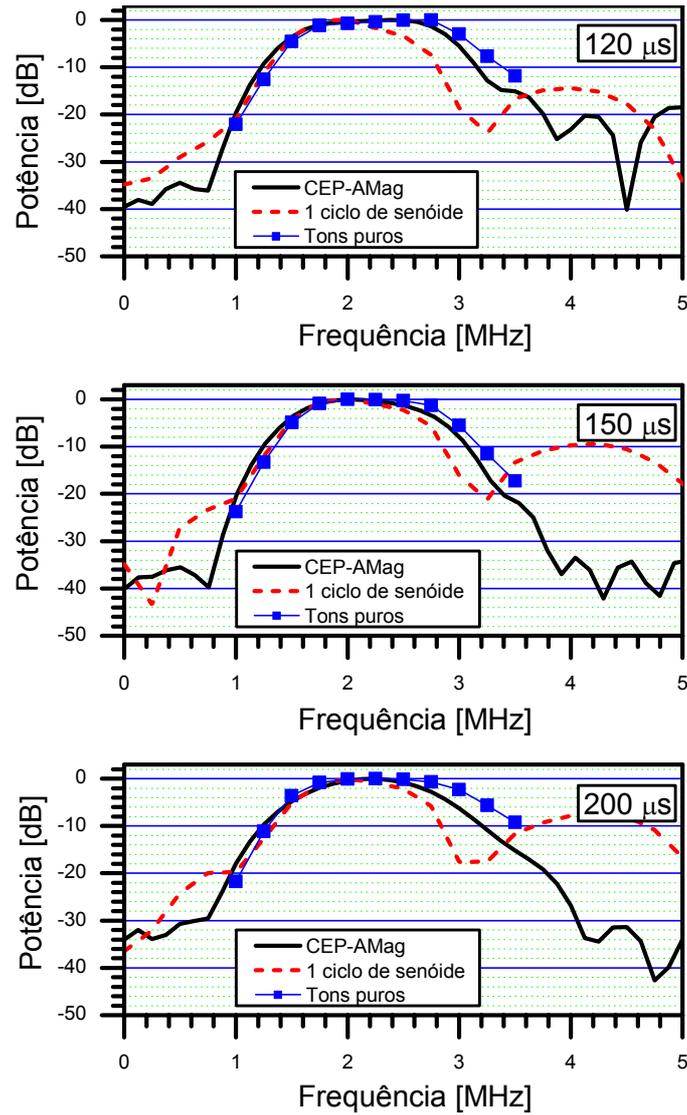


FIGURA 51. Resultado da calibração dos transdutores 2,25 MHz com o hidrofone IP904. Estão representados os 3 tipos de sinal de excitação: CEP-AMag, tons puros (salvas de senóides) e 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor.

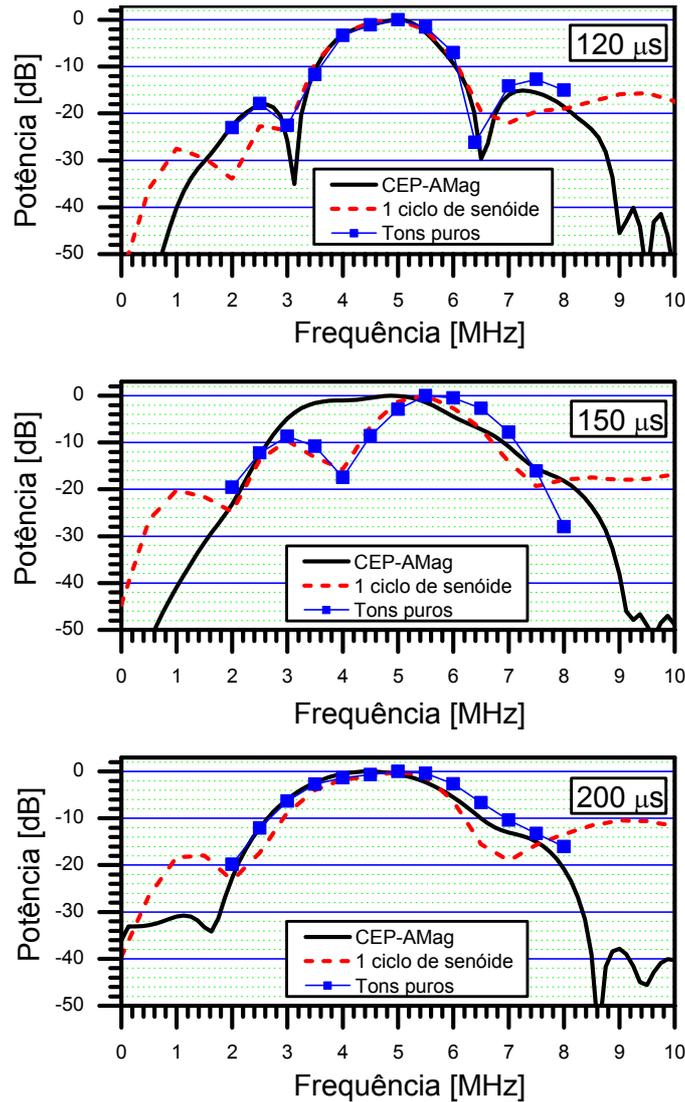


FIGURA 52. Resultado da calibração dos transdutores 5,0 MHz com o hidrofone IP904. Estão representados os 3 tipos de sinal de excitação: CEP-AMag, tons puros (salvas de senóides) e 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor.

Os gráficos dessas 3 últimas figuras são suficientemente representativos do que acontece, qualitativamente, com os distintos sinais de excitação empregados. Assim sendo, as análises finais do experimento tomarão seus gráficos. Os gráficos foram normalizados, para cada curva, em 0 dB na frequência que apresentou a maior potência no espectro, uma vez que apenas o formato da RF do transdutor é de interesse, no caso apresentado.

5.3.3. Discussão

O comportamento observado na Figura 39 e na Figura 40 é o esperado, com a

onda distorcida seguindo o modelo teórico de propagação não linear apresentado anteriormente. No entanto, quando a frequência fundamental da salva de senóides de excitação se afasta da frequência de ressonância do transdutor, um comportamento diferente aparece. A Figura 41 apresenta o efeito observado em todos os casos, para ambos transdutores. O sinal no tempo (gráficos à direita, Figura 41a e Figura 41c) apresenta um transiente no início e no final da onda, embora tenha uma porção central com comportamento próximo ao esperado teoricamente. O número de harmônicos nos gráficos de espectro de frequência da Figura 41 também é bastante reduzido. Isso ocorre já que a amplitude da senóide gerada pelo transdutor, nas frequências afastadas da frequência de ressonância, é bem menor do que na região central do espectro (2,25 MHz para a Figura 41b e 5,0 MHz para a Figura 41d). O parâmetro de distorção σ depende da amplitude da excitação, portanto sinais com pouca intensidade vão gerar ondas com pouca distorção, ou seja, com poucos harmônicos.

No gráfico da Figura 42 é feita uma comparação entre o espectro do transiente inicial do *burst* com a FT do transdutor, calculada utilizando um CEP (nos exemplos, foram empregados CEP-AMag). Há uma correspondência entre o formato da FT do transdutor e o espectro do transiente. Ao ser excitado com um tom puro, o transdutor responde, inicialmente, com um transiente resultante da convolução de sua RI com a senóide de excitação. No domínio da frequência, isso equivale a multiplicar os respectivos espectros, resultando em uma curva semelhante à FT do transdutor, ligeiramente deslocada na direção da posição da frequência da senóide no espectro. Isso pode ser observado nitidamente na Figura 42, onde no gráfico a) há um deslocamento do espectro para as baixas frequências (excitação de 1 MHz, frequência central no transdutor de 2,25 MHz), enquanto no gráfico b) há um deslocamento do espectro para as altas frequências (excitação de 8 MHz, frequência central no transdutor de 5,0 MHz).

Como pode ser observado nos gráficos no domínio do tempo da Figura 43, quanto maior o afastamento do hidrofone, mais distorcido aparece o ciclo de senóide medido, como era de se esperar. Nos respectivos gráficos no domínio da frequência, um comportamento interessante é ilustrado. A região que compreende a largura de banda do transdutor mantém, aproximadamente, a densidade espectral de potência, independente do afastamento (com exceção das medições realizadas com o transdutor de 5,0 MHz). Isso é esperado, uma vez que as medições foram realizadas em campo próximo que, para pulsos de curta duração, não apresentam as mesmas interferências

construtivas e destrutivas que ocorrem com ondas contínuas, mantendo-se, aproximadamente, continua até próximo do ponto de início do campo afastado. A partir do início do primeiro lóbulo da RF do transdutor (cerca de 3,0 MHz para o de 2,25 MHz), quanto maior o afastamento, maior é a densidade espectral de potência presente nas altas frequências. Isso ocorre porque pequena parcela da energia na região central do espectro equivale a muitos decibéis nas altas frequências. A escala logarítmica, embora seja apropriada para visualizar valores de ordem de grandeza díspares, pode causar uma falsa impressão, se os resultados não forem analisados cuidadosamente. Pode ser observado, ainda, que o pico de potência é da mesma ordem de grandeza (cerca de 115 dB), independentemente do hidrofone. Isso era de se esperar, uma vez que os resultados apresentados já estão corrigidos e convertidos para pressão sonora, utilizando-se a sensibilidade de cada hidrofone.

Os resultados obtidos com o transdutor de 5,0 MHz são muito esclarecedores no que diz respeito aos efeitos de difração de campo próximo (Figura 43c). Para o atraso de 120 μ s, as medições entre, aproximadamente, 3,5 MHz e 6,5 MHz estão localizadas entre o penúltimo e o último mínimos da curva de pressão sobre o eixo de simetria do transdutor (entre 0,7 e 1,9 no eixo normalizado da Figura 3). Já o atraso de 150 μ s corresponde ao último mínimo da frequência de 4,0 MHz, e para frequências acima dessa as medições foram realizadas em regiões mais próximas do último máximo causado pelas interferências no campo próximo. Por esse motivo, a curva aparece tão fora do esperado, i.e., o máximo próximo de 5,0 MHz. Os resultados dessa curva (atraso de 150 μ s) não serão considerados nas análises desse experimento. Observa-se, ainda, que os sinais no tempo da Figura 43c são bem menos distorcidos dos que os das figuras Figura 43a e Figura 43b. Isso ocorre pois a conversão eletro-mecânica do hidrofone de 5,0 MHz é menos eficiente do que do de 2,25 MHz. Assim sendo, as amplitudes geradas na face do transdutor são menores, acarretando em um menor parâmetro de distorção, para um mesmo afastamento. Observa-se, na escala do eixo vertical dos gráficos a, b e c, que o transdutor de 5,0 MHz tem amplitude máxima de cerca de 60 mVpp, enquanto o hidrofone de 2,25 MHz apresenta amplitude de até quase 600 mVpp, medida com o mesmo hidrofone IP904.

Pode ser observado nos gráficos da Figura 44, da Figura 45 e da Figura 46 que o sinal da RIE obtido com o CEP linear de banda larga apresenta a menor amplitude entre os 3 tipos de codificação. Com o CEP-AMag, o sinal da RIE tem a maior amplitude

pico a pico. Além do sinal direto, as demais estruturas de uma RIE, descritas na Seção 3.6.2 (Figura 11), também podem ser observadas. As reflexões, que ocorrem em 320 μ s e 230 μ s nos gráficos da Figura 44 e da Figura 45, respectivamente, estão nítidas em todas as medições. Elas correspondem aos sinais 2, 3 e 4 ilustrados na Figura 11. Próximo ao início da RIE pode ser observado, ainda, um sinal devido ao efeito denominado *cross-talk*. Isso ocorre pela propagação eletromagnética do sinal gerado pelo transdutor, resultado de seu acoplamento com o hidrofone. Ambos funcionam como antenas de transmissão e recepção. Esse efeito é nitidamente mais notável no hidrofone IP904 por ele dispor de pouco isolamento (apenas uma camada de PVDF), enquanto o IP016, por ser bilaminar, aumenta o isolamento do seu eletrodo (elemento ativo). O melhor isolamento minimiza o efeito do acoplamento eletromagnético.

O sinal direto traz a informação da RI do transdutor convoluída com a RI do hidrofone. Como o hidrofone está calibrado, ou seja, há informação sobre sua sensibilidade no domínio da frequência, o sinal direto, janelado da RIE, foi transformado para o domínio da frequência para que a conversão do sinal elétrico em pressão seja adequadamente realizada. A Figura 46 mostra o sinal direto nos domínios do tempo e da frequência. Os sinais diretos no domínio do tempo podem ser comparados com os apresentados na Figura 43 quanto à amplitude de seus envelopes, por exemplo para a combinação de transdutor de 2,25 MHz e hidrofone IP016. Enquanto ao se utilizar 1 ciclo de senóide como sinal de excitação a amplitude pico a pico do sinal medido varia entre cerca de 260 a 520 mVpp (variando em função do afastamento), utilizando-se CEP obtém-se amplitudes pico a pico de cerca de 13 V (linear de banda larga), 60 V (linear de banda limitada), e até mesmo 170 V (CEP-AMag). Comparação semelhante pode ser aplicada nas demais combinações de transdutor e hidrofone. Vale lembrar que as RI obtidas com o CEP estão livres das distorções devidas à propagação não-linear. A explicação para esse efeito notável é o ganho proporcionado por codificações tipo *chirp*, quantificada pelo produto TB (ver Sessão 2.1). Para um ciclo de senóide de 2,25 MHz aplicada no transdutor com essa frequência nominal, a duração do pulso é de cerca de 3 μ s, e sua largura de banda é de cerca de 1,3 MHz, resultando em um produto⁵ $TB \cong 4$. Em relação ao CEP linear de

⁵ Teoricamente, um impulso ideal resultaria em $TB \cong 1$. Conforme será discutido a seguir, um ciclo de senóide tem largura (duração) maior do que a de um impulso ideal, resultando em um maior

banda larga, com duração de 4 ms, o produto $TB \cong 5200$, já que a largura de banda é a mesma (ganho de 62 dB, aproximadamente). O CEP linear de banda limitada apresenta o mesmo produto TB que o de banda larga. O ganho apresentado na Figura 46 provém de outro mecanismo. Ao se limitar a banda do CEP linear, mais energia foi colocada na parte central do espectro. Com isso, após a deconvolução, essa energia gerou um ganho aparente da RIE do sinal. Em relação ao CEP-AMag, o motivo do ganho maior é devido à maior largura de banda da resposta do sistema, quando excitado por ele. A largura, de cerca de 3,5 MHz, gera um produto $TB \cong 14000$, proporcionando um ganho, em relação ao ciclo de senóide, de cerca de 70 dB, observado experimentalmente, no domínio da frequência. O ganho ao se utilizar o CEP, qualquer que seja a codificação, concorda com o que é apresentado na literatura. Com isso, o sinal medido/calculado com o CEP, qualquer que seja, mas particularmente com o CEP-AMag, apresentou amplitude e relação S/R muito superior às obtidas com 1 ciclo de senóide. Vale lembrar que essa excitação (1 ciclo de senóide) é a mais usual para se determinar a RIE de transdutores ultra-sônicos, entre outras aplicações. Ainda deve ser lembrado que nas medições realizadas, todos os sinais de excitação foram gerados com 300 mVpp no gerador de funções arbitrárias, e a mesma instrumentação foi empregada.

Nos gráficos das Figura 47, Figura 48 e Figura 49, um aspecto prevaiente deve ser destacado. Quanto maior o afastamento, mais o CEP-AMag se diferencia em relação aos CEP lineares nas frequências mais altas. No entanto, é bom frisar que a análise comparativa entre os diversos tipos de excitação será restrita a -20 dB, limite imposto na geração do CEP-AMag. Em todos os casos, até esse limite, as curvas coincidiram. Em se comparando com as demais codificações, o CEP-AMag diferencia, significativamente, apenas com 200 μ s para o transdutor de 2,25 MHz ao se utilizar o hidrofone IP904, e para atrasos de 150 μ s e 200 μ s para o transdutor de 5,0 MHz. Em todos os outros casos, dentro da faixa de frequências de interesse, as curvas dos 3 tipos de CEP foram semelhantes, com variação inferior a ± 1 dB, o que é considerado suficientemente bom para o escopo desta pesquisa.

As Figura 50, Figura 51 e Figura 52 apresentam os resultados da calibração dos transdutores de 2,25 MHz e 5,0 MHz, para os 3 afastamentos e para os 3 tipos de sinais

produto TB, também.

de excitação e com os 2 hidrofones. Foi utilizado o CEP-AMag na comparação, uma vez que é o foco desta tese, e já que as 3 codificações apresentam espectros de potência qualitativa e quantitativamente semelhantes, dentro da incerteza arbitrada e dos limites em frequência impostos pela instrumentação. Como se pode perceber, ao se aumentar o afastamento entre o transdutor e o hidrofone, tanto mais largo fica o espectro com a técnica *stepped sine*. Pode ser observado, ainda, que em relação ao CEP-AMag, o espectro medido com 1 ciclo de senóide medido é, nitidamente, mais estreito. A razão para ambos efeitos será esclarecida a seguir.

Estreitamento do espectro com 1 ciclo de senóide

A resposta obtida de um sistema a uma excitação é matematicamente descrita pela convolução da RI do sistema com o sinal de excitação. Por definição, Resposta Impulsiva é aquela obtida ao se utilizar um impulso como sinal de excitação. Um impulso ideal pode ser descrito, matematicamente, pelo Delta de Dirac, e apresenta espectro plano. Na prática, esse tipo de excitação é inatingível, pois todo sinal real tem uma certa duração, portanto uma largura de banda restrita. Tanto mais restrita será a largura de banda quanto mais largo for o impulso no domínio do tempo. A multiplicação da magnitude do espectro de dois sinais, por exemplo, a FT de um sistema linear e o espectro de uma excitação real, resultará em um espectro com largura de banda menor do que a largura de banda do sinal original. Assim sendo, utilizar qualquer sinal de excitação que não seja um impulso resultará em uma resposta com espectro mais estreito do que o espectro do sistema excitado. Essa é a explicação para o espectro da resposta obtida com 1 ciclo de senóide (Figura 50 e Figura 51) ser mais estreito do que o obtido com o CEP-AMag, em todos casos. Vale lembrar que utilizar um CEP-AMag como sinal de excitação é equivalente a excitar, artificialmente, com um impulso ideal, conforme discutido na Seção 3.6. A Figura 53 apresenta o resultado de uma simulação da resposta obtida com 1 ciclo de senóide como sinal de excitação. Os gráficos dessa figura foram gerados com a rotina *Simula_1ciclo.m*, listada no Apêndice B. Foi simulado a FT de um sistema ultra-sônico, com frequência central de 2,25 MHz, e sua RI calculada. Em seguida, a RI foi convoluída com um sinal de excitação, igual a 1 ciclo de senóide de 2,25 MHz. Como resultado, foram apresentados, nos domínios do tempo e da frequência, o sistema, a excitação e a resposta do sistema à excitação.

Os lóbulos observados nos gráficos da Figura 43 estão claramente retratados nessa simulação, e são originados pelo janelamento da resposta impulsiva, no tempo. Os

lóbulos são o resultado da convolução do espectro de uma senóide com a função $\text{sinc}(x)$, que é a TF de uma janela retangular.

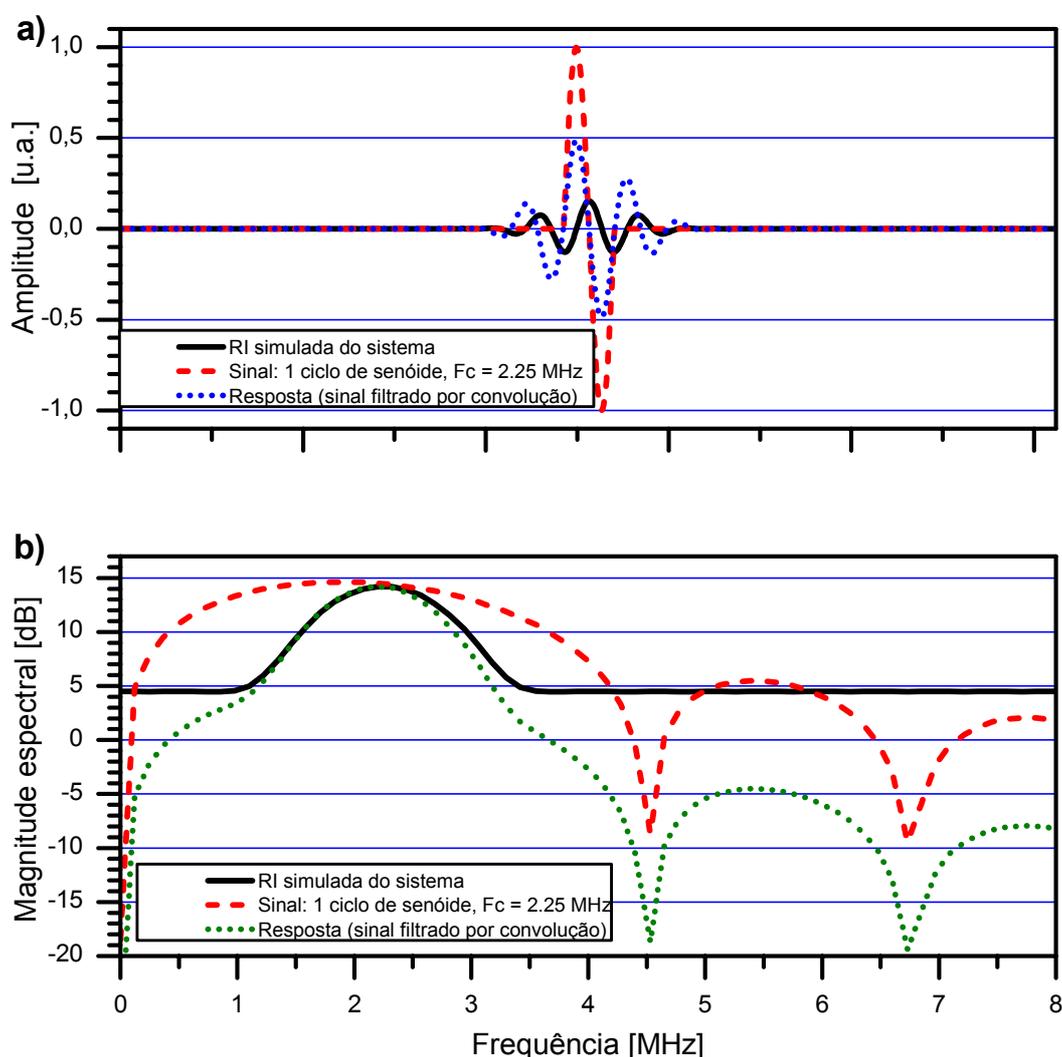


FIGURA 53. Simulação do efeito causado ao se utilizar 1 ciclo de senóide como sinal de excitação para determinar a FT e a RI de um sistema: a) Gráfico no domínio do tempo; b) Gráfico no domínio da frequência.

Alargamento do espectro com a técnica *stepped sine*

Pode-se observar nas Figura 50, Figura 51 e Figura 52 que, ao se utilizarem tons puros para excitar o transdutor, o espectro tende a ficar mais largo do que o obtido com o CEP, particularmente nas frequências acima da frequência de ressonância. Essa tendência é tanto mais evidente quanto maior é o afastamento. Há duas razões para esse comportamento: propagação não linear e difração.

Segundo (11), o parâmetro de não linearidade σ é diretamente proporcional ao

afastamento, à frequência e à amplitude da pressão na origem. A amplitude da pressão na origem está relacionada, por sua vez, com a FT do transdutor, considerando que sinais elétricos de mesma amplitude (mas diferentes frequências) são utilizados para excitar o transdutor. A potência da fundamental será diminuída por perdas devido à não linearidade (ver a Figura 5 para referência), sendo as perdas diretamente proporcionais a σ . Utilizando tons puros como excitação, a PSD da resposta do transdutor será maior na sua frequência de ressonância e menor nas extremidades do espectro, considerando sinais elétricos de excitação de mesma amplitude. Assim sendo, na calibração com tons puros, o parâmetro de distorção será maior nas regiões centrais do espectro, e menor nas extremidades, sendo, ainda, diretamente proporcional à frequência. Finalmente, quanto maior o afastamento, maior será σ . A composição desses parâmetros faz com que valores distintos de σ sejam gerados a partir dos diversos tons puros utilizados para uma mesma combinação de hidrofone e transdutor.

O experimento foi concebido para que o hidrofone fosse sempre posicionado após o ponto de máximo envelope, determinado empiricamente para os parâmetros de excitação utilizados. Contudo, esse critério não implica nas medições serem realizadas no campo afastado do transdutor. Isso evitaria os efeitos de difração do campo próximo, e conseqüentes interferências construtivas e destrutivas. Mas como foram emitidos tons puros acima da frequência de ressonância na calibração, houve casos em que medição foi realizada dentro do campo próximo, particularmente nas altas frequências.

O efeito combinado da difração e da propagação não-linear resultou em uma alteração na resposta obtida. A Figura 54 mostra um gráfico com 3 curvas, simulando a calibração de um transdutor utilizando tons puros. Foram contabilizados os efeitos da difração e da propagação não-linear para cada frequência, e para cada afastamento computado. Inicialmente, foi simulada a FT de um transdutor com frequência central de 2,25 MHz, não apresentada no gráfico para maior clareza. Foram simuladas as curvas para os mesmos atrasos utilizados no experimento. Considerando um determinado afastamento, para cada frequência foi determinada sua posição no gráfico da Figura 3, sendo computada a pressão normalizada nessa frequência. Esse valor foi multiplicado pela FT simulada na mesma frequência, o que resulta no efeito da difração para aquela frequência àquele afastamento. O próximo passo foi estimar valores para a distorção harmônica que se aproximassem dos observados, empiricamente, nos experimentos,

função da frequência, do atraso e do valor (estimado) da pressão na fonte. A perda de potência da fundamental para os harmônicos, conforme apresentado na Figura 5, foi computada para cada frequência, e subtraída do valor obtido com a difração. As curvas estão apresentadas no gráfico da Figura 54, sendo cada curva relativa a um atraso. Cada curva deve ser comparada com os resultados da calibração com os tons puros, apresentados na Figura 50 e Figura 51, particularmente entre 1,0 MHz e 3,5 MHz. Observe-se o alargamento no espectro de frequências obtidos com os tons puros em relação ao CEP-AMag com o aumento do atraso, semelhante ao que é observado na simulação descrita. A simulação foi realizada com o programa “Non-linear-propagation.vi”, descrito na Seção 4.4.

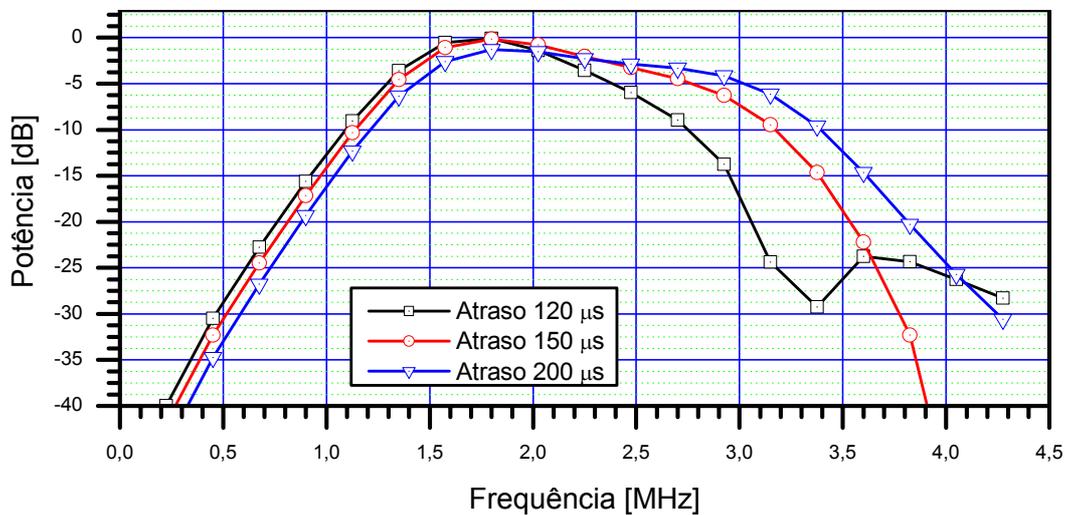


FIGURA 54. Simulação do efeito causado pela difração de campo próximo e pela propagação não-linear na calibração de transdutores, ao serem utilizados tons puros.

Em relação ao tom puro, tanto o CEP quanto 1 ciclo de senóide apresentam suas PSD menores na face do transdutor. Por essa razão, os parâmetros de não-linearidade para esses tipos de excitação são muito menores do que o do tom puro. Os efeitos da não-linearidade, no que concerne à perda da potência da fundamental para os harmônicos, também são menos evidentes.

Em relação à difração, 1 ciclo de senóide não apresenta interferências no campo próximo iguais às geradas por ondas contínuas, uma vez que é um sinal de curta duração, conforme foi brevemente discutido na Seção 3.1.1. Esse efeito é bem evidente em tons puros. No CEP, por sua vez, cada frequência é emitida em um breve instante de tempo ao longo de sua duração. Por isso, seu comportamento é intermediário entre

tons puros e pulsos de curta duração. Como conclusão desse experimento, vale a observação de que cuidado especial tem que ser tomado ao se definirem os afastamentos que serão empregados para que erros não contaminem os resultados obtidos.

5.3.4. *Conclusão*

A montagem experimental adotada implicou na realização dos experimentos em regime não linear. As fortes não linearidades observadas puderam ser eliminadas da RIE com a decodificação, o que torna a excitação tipo CEP-AMag robusta para realizar medições dessa natureza. Os demais sinais empregados tradicionalmente não apresentam essa característica, e podem levar a erros consideráveis com seu emprego não cuidadoso.

Como se pode concluir, o uso do CEP minimiza os problemas da propagação não-linear encontrado com o uso do tom puro, evitando, ainda, o problema da convolução que ocorre ao se utilizar 1 ciclo de senóide.

5.4. **Calibração de hidrofone**

A última aplicação experimental do CEP, nesta tese, foi a calibração de hidrofone. Foi determinada a sensibilidade de um hidrofone de agulha, utilizando-se diversos sinais de excitação, entre eles o CEP-AMag e o CEP linear. O objetivo principal foi comparar um protocolo de calibração utilizando o CEP-AMag, especialmente desenvolvido para esta aplicação, com o método tradicional de calibração do NPL, por comparação, que é o da propagação não-linear.

5.4.1. *Materiais e métodos*

As medições foram realizadas no mesmo local em que foram as descritas na Seção 5.3.1, ou seja, no laboratório do NPL destinado à calibração primária de hidrofones. O experimento foi realizado entre Junho e Julho de 2004.

Equipamentos

Os seguintes equipamentos foram os mesmos utilizados na calibração de transdutores, descritos com detalhes anteriormente: Gerador de Funções Arbitrárias (modelo 33250A), Amplificador de Potência (modelo A150), hidrofone de membrana (modelo MRQ-IP904), amplificador do hidrofone (referência 55391001), filtro passa-alta de 400 kHz (tipo LAB 40025), resistências de 50 Ohms, osciloscópio (modelo

TDS5052), termômetro (modelo IP39C) e o tanque de água.

Dois transdutores foram utilizados na calibração: o modelo V307, com diâmetro nominal de 1", ou 25,4 mm, frequência nominal de 5,0 MHz e com foco de 150 mm, e o modelo V302, de face plana (não focalizado), com mesmo diâmetro mas frequência nominal de 1,0 MHz, ambos de fabricação da Panametrics (GE Panametrics, General Electric Company, Fairfield, CT, USA).

O hidrofone calibrado foi um tipo agulha (*probe*) modelo HPM02/1 acoplado a um pré-amplificador modelo HP1 e a um acoplador DC sem identificação, todos fabricados pela Precision Acoustics (Dorchester, Dorset, England, UK). O hidrofone possui 0,2 mm de diâmetro nominal do elemento ativo e 9 µm de espessura do eletrodo, apresentando sensibilidade típica de cerca de 35 ± 3 dB *re* 1 nV/Pa em 3 MHz, segundo o fabricante [67]. Já o pré-amplificador apresenta ganho de tensão típico de 8 dB em 3,5 MHz.

Protocolo de medição

O método tradicional de calibração secundário do NPL utiliza a propagação não-linear para gerar harmônicos do tom puro de excitação. Foi utilizado o método por comparação, onde a pressão medida por um hidrofone padrão, de sensibilidade conhecida, é comparada com a pressão medida pelo hidrofone a ser calibrado (ver Apêndice A para referência). Nesse caso, o hidrofone padrão foi o de membrana IP904. Inicialmente, o hidrofone padrão foi colocado no campo ultra-sônico no afastamento pré-determinado, e seu sinal acústico foi maximizado atuando-se na rotação e no *tilt*. Depois da medição ter sido realizada, o hidrofone a ser calibrado foi montado no suporte e o afastamento ajustado, ou seja, o hidrofone foi colocado na mesma posição no campo ultra-sônico gerado pelo transdutor. O sinal foi maximizado, e a medição realizada. Em seguida, montou-se o hidrofone padrão novamente para um outro afastamento. O procedimento foi repetido. Após concluírem-se as medições em todos afastamentos determinados, todo o processo foi repetido por 4 vezes.

Foi utilizado o transdutor de 1,0 MHz para gerar as ondas distorcidas. O sinal de excitação foi uma salva de senóides (*burst*) de 30 ciclos, da qual foi analisada a parte compreendida entre os ciclos 5 e 25 (20 ciclos no total). Foram utilizados 3 afastamentos, a saber: 150 µs, 160 µs e 170 µs. A amplitude do sinal de excitação foi de 300 mVpp, o que permitiu, para os afastamentos e para o transdutor utilizados,

capturar até o sexto harmônico em ambos hidrofones (padrão e a ser calibrado). Os resultados obtidos com esse protocolo serão o padrão ouro do experimento (calibração de referência), uma vez que esse é o método usual de calibração secundária por comparação do NPL.

O protocolo desenvolvido para fazer uso do CEP foi fundamentado naquele utilizado para a calibração primária no que diz respeito ao tipo de transdutor empregado e ao afastamento adotado. Para garantir a geração de um campo ultra-sônico com ondas planas atingindo o hidrofone, seu elemento ativo foi posicionado na região focal do transdutor côncavo (focalizado). O transdutor de 5,0 MHz utilizado apresenta distância focal de 150 mm, ou cerca de $101,3 \mu\text{s}$ para a velocidade de propagação $c_0 = 1480,2 \pm 0,3 \text{ m/s}$, calculada para a temperatura $t = 19,3 \pm 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$ medida durante o experimento. Assim sendo, foi escolhido o afastamento de $101 \mu\text{s}$, o que garante que ondas planas atingem o elemento ativo dos hidrofones.

Inicialmente, o sistema foi excitado com o CEP linear de banda larga, estando o hidrofone padrão em posição. A RF do sistema foi calculada a partir do janelamento do sinal direto na RIE, com início localizado em $97 \mu\text{s}$ e com largura de $10 \mu\text{s}$. O CEP-AMag foi calculado limitando-se a banda de interesse entre 1 MHz e 10 MHz (frequência de amostragem de 25 MHz) e a faixa dinâmica em 8 dB. Ambos CEP foram gerados com 50.000 pontos e 300 mVpp de amplitude. Após a medição com o CEP-AMag, o hidrofone padrão foi substituído pelo hidrofone a ser calibrado, e o sistema posicionado e ajustado novamente. As medições foram, então, realizadas com o CEP-AMag, e depois com o CEP linear. O processo foi repetido 4 vezes para garantir a repetitividade das medições.

Além do CEP linear e do CEP-AMag, foi utilizado, para fins de comparação, 1 ciclo de senóide na frequência nominal do transdutor, i.e., 5,0 MHz, como sinal de excitação, com amplitude também de 300 mVpp. As medições foram realizadas imediatamente antes do CEP linear para o hidrofone padrão e imediatamente depois para o hidrofone de agulha, com esse sinal de excitação.

Em todas as medições realizadas, o osciloscópio foi ajustado para realizar 100 leituras para calcular a média dos sinais no tempo.

Correção da pressão sonora medida

A SAC apresentada na Tabela 10 foi aplicada na determinação do valor correto de

pressão sonora para o hidrofone IP904 (membrana). O hidrofone de agulha não necessita de correção na faixa de frequências de interesse (até 10 MHz), por ter elemento ativo de apenas 0,2 mm, e devido às características dos hidrofones de agulha em geral [78]. A correção seria inferior a 0,07 dB (ou 0,8%), o que é irrisório em comparação à incerteza do método, estimada, nesse experimento em cerca de $\pm 1,0$ dB [121] (esse valor é ligeiramente maior ao retratado no Apêndice A para incluir o efeito dessa correção). A Tabela 12 apresenta o valor das correções não aplicadas para fins de informação.

TABELA 12. *Spatial Averaging Correction (SAC)*, em função da frequência, para um hidrofone de agulha de 0,2 mm de diâmetro de elemento ativo afastado 101 μ s de um transdutor de 25,4 mm de diâmetro. Os valores apresentados são a porcentagem do valor medido de pressão sonora a ser acrescentado para ser obter o valor corrigido.

Frequência [MHZ]	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0
SAC [%]	0,01	0,03	0,07	0,13	0,20	0,29	0,39	0,51	0,65	0,80

5.4.2. Resultados

A Figura 55 apresenta a média para as 4 medições com excitação de 1 ciclo de senóide de 5,0 MHz, realizados com 101 μ s de atraso entre o transdutor focalizado de 5,0 MHz e os hidrofones. Estão representadas no mesmo gráfico as medições realizadas com o IP904 (linha tracejada) e com o HPM02/1 (linha contínua).

A Figura 56 mostra a RF do sinal direto presente nas RIE medidas com o CEP-AMag e com o CEP linear. No mesmo gráfico estão as RF de ambos hidrofones (padrão e a ser calibrado), todas normalizadas para 0 dB de potência máxima.

Na Figura 57 estão ilustrados os resultados da calibração utilizando o método da propagação não linear. Observa-se que os 6 primeiros harmônicos de 1 MHz puderam ser utilizados na calibração, e estão representados no gráfico da figura. A linha contínua foi empregada para destacar o valor médio das calibrações realizadas nos diversos afastamentos empregados

A Figura 58 apresenta o resultado final do experimento, ou seja, a comparação entre as calibrações realizadas com os diversos tipos de sinais de excitação empregados. A curva denominada “Burst 1 MHz” é a média apresentada na Figura 57.

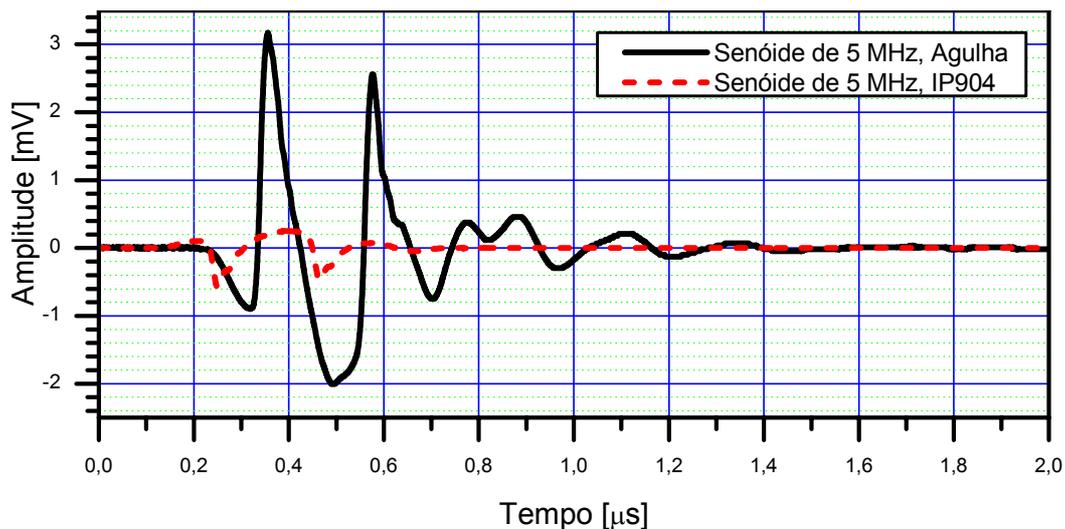


FIGURA 55. Média para as 4 medições com excitação de 1 ciclo de senóide de 5,0 MHz, realizadas com 101μs de atraso entre o transdutor focalizado de 5,0 MHz e os hidrofones: i) IP904 (linha tracejada); ii) HPM02/1 (linha contínua).

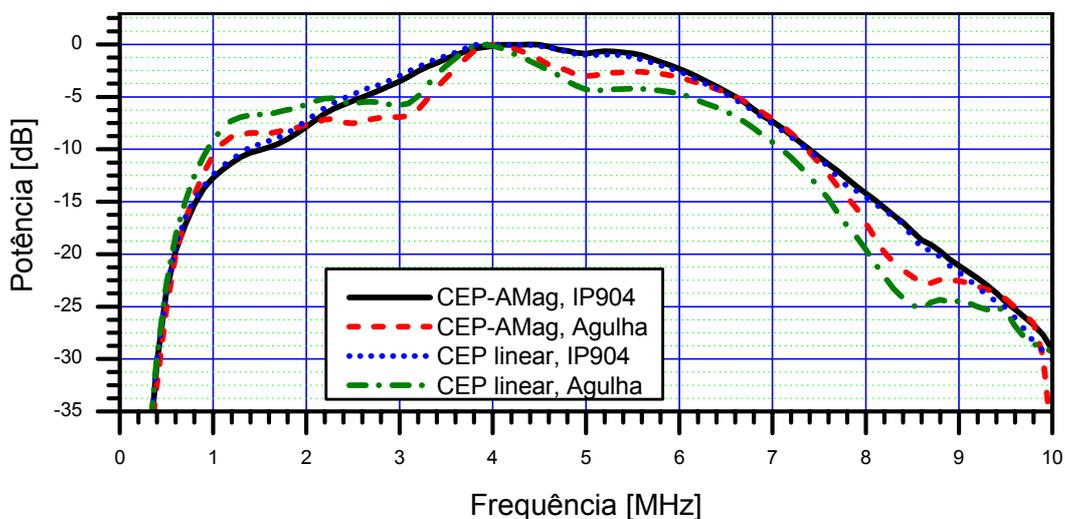


FIGURA 56. Resposta em Frequência dos sinais diretos obtidos das RIE: i) CEP-AMag medido com o hidrofone de membrana IP904 (linha contínua); ii) CEP linear medido com o IP904 (linha tracejada); iii) CEP-AMag medido com o hidrofone de agulha (linha pontilhada); iv) CEP linear medido com o hidrofone de agulha (linha traço-ponto). Todas as RF foram normalizadas para 0 dB de potência máxima.

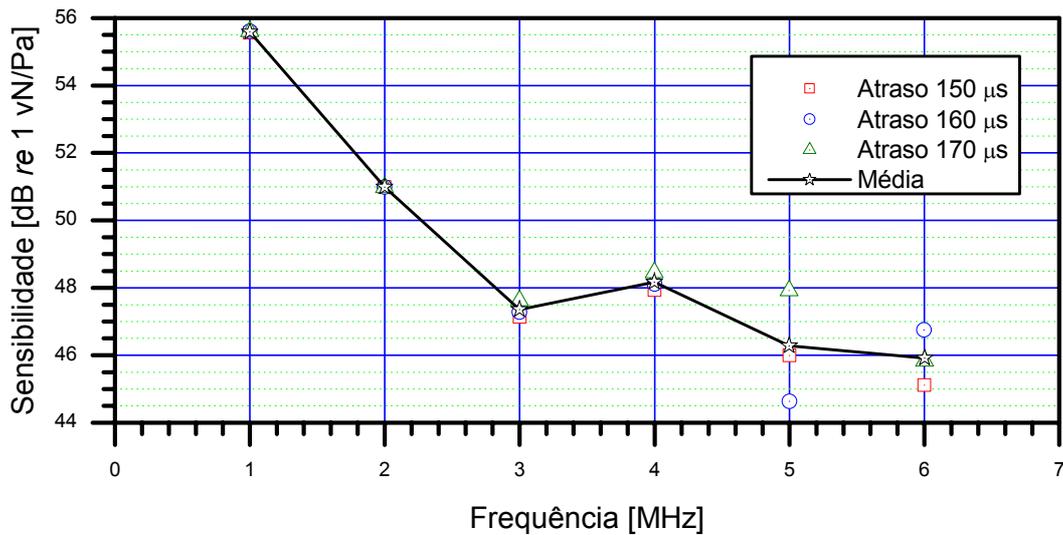


FIGURA 57. Resultados da calibração utilizando o método da Propagação Não Linear. Foi empregada uma senóide de 1,0 MHz como sinal de excitação, e os 6 primeiros harmônicos puderam ser utilizados na calibração. A linha contínua representa o valor médio das calibrações realizadas nos afastamentos de 150 μ s, 160 μ s e 170 μ s, previstos no protocolo empregado.

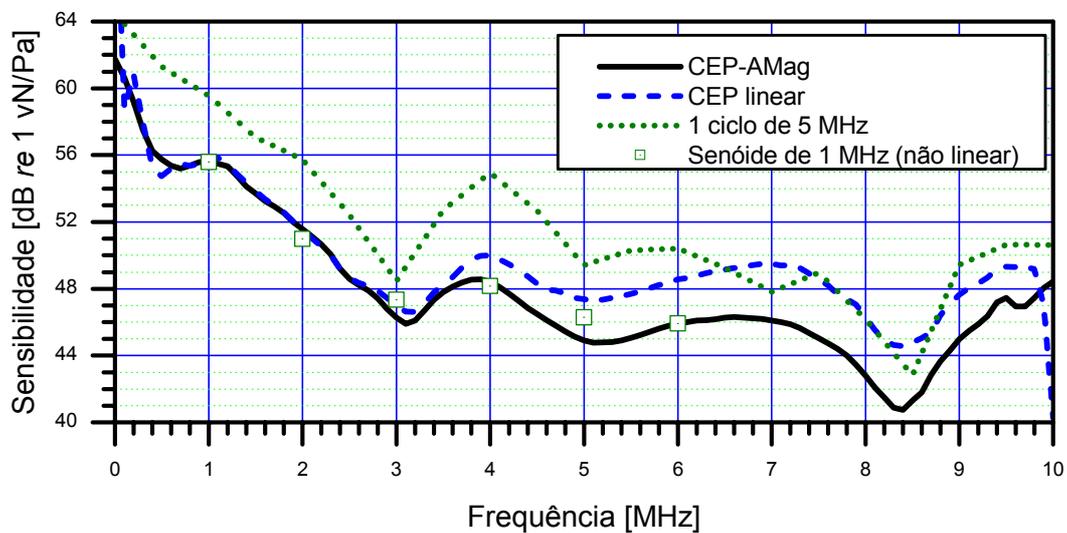


FIGURA 58. Comparação entre as calibrações realizadas com os diversos tipos de sinais de excitação empregados. Foram utilizados na geração dessas curvas o CEP-AMag, o CEP linear, 1 ciclo de senóide de 5,0 MHz e uma salva de senóides (*burst*) de 1,0 MHz. O padrão ouro é a calibração com a salva de senóides, cuja curva apresentada é a média presente na Figura 57.

5.4.3. Discussão

Como pode ser observado na Figura 55, a sensibilidade do hidrofone de agulha é bem superior ao IP904, de membrana. Segundo o que consta na página da internet do fabricante, a sensibilidade de 55 nV/Pa (ou cerca de 35 dB *re* 1 nV/Pa) em 3 MHz é cerca de 4 dB maior do que os 35 nV/Pa do IP904, conforme apresentado na Figura 36. Ainda há que se somar o ganho de 8 dB do amplificador do hidrofone de agulha. Isso leva a uma amplitude pico a pico do sinal medido com o HPM02/1 bem maior, evidenciada na Figura 55. Em ambas as ondas, no entanto, os efeitos da propagação não-linear são evidentes, observados pelo grau de distorção das mesmas.

A Figura 56 é apenas ilustrativa. Nota-se que a RF obtida com o hidrofone de agulha tem um formato significativamente distinto da obtida com o hidrofone de membrana. A RF do hidrofone de agulha tem influência marcante do tubo do hidrofone de agulha, que causa difração da onda ultra-sônica, o que faz com que seu uso seja feito com cautela. Hidrofones de agulha não calibrados, ou calibrados em apenas alguns pontos em sua faixa de frequências, podem gerar resultados com grandes erros, mesmo para frequências próximas de um ponto calibrado. Contudo, seu custo reduzido o faz de grande aceitação nos laboratórios.

A Figura 57 apresenta a calibração do hidrofone de agulha pelo conhecido método da Propagação Não Linear. A grande difusão do método se dá por ser possível calibrar diversos pontos (frequências) com um único arranjo experimental (transdutor e sinal de excitação). O fato negativo é que os pontos são sempre em frequências múltiplas da frequência fundamental da excitação. Para hidrofones com resposta em frequência “bem comportada”, isto é, que apresente curva suave, como o são os hidrofones de membrana, o método é bastante apropriado. Mas para hidrofones de agulha, por exemplo, calibrar pelo método da propagação não linear pode levar a erros grosseiros na interpolação dos pontos obtidos na calibração. Um método de frequências contínuas (ou quase contínuas, como são os métodos digitais por natureza) mostra-se mais interessante.

Ainda sobre a Figura 57, a sensibilidade medida em 3,0 MHz foi de, aproximadamente, 47 dB *re* 1nV/Pa. O ganho do amplificador HP1, de 8 dB em 3,5 MHz, somado à sensibilidade de 35 dB *re* 1nV/Pa prevista pelo fabricante, considerando a flutuação possível de ± 3 dB entre os espécimes desse modelo de

hidrofone e a incerteza de $\pm 1,0$ dB do método, faz com que os resultados obtidos sejam quantitativamente bons. Deve-se ressaltar que a calibração apresenta os resultados da “sensibilidade de final de cabo” (*end of cable sensitivity* – veja o Apêndice A), ou seja, sem o carregamento proporcionado pelos amplificadores. Além do mais, todos os pontos experimentais estão em ± 1 dB (incerteza do método), com exceção da frequência de 5,0 MHz, onde a dispersão é na ordem de ± 2 dB.

Como brevemente relatado, a SAC não foi aplicada por ser inferior a 0,07 dB até 10 MHz. Esse baixo valor da correção ocorre não só pelo elemento ativo do hidrofone ter diâmetro de apenas 0,2 mm, mas, adicionalmente, porque ele se comporta como um disco rígido [78]. Com isso, o diâmetro efetivo e o diâmetro geométrico podem ser considerados idênticos, sendo o erro devido a essa assunção incorporado à incerteza do método.

A Figura 58 encerra a apresentação dos resultados experimentais. Observa-se a concordância entre a calibração realizada com o CEP-AMag e o protocolo padrão, em todos os pontos com diferença inferior 1 dB. A calibração utilizando-se o CEP linear também está dentro da faixa de ± 1 dB da incerteza em toda a faixa de medição, se comparada com o método da propagação não-linear. No entanto, nas frequências mais elevadas (a partir de 6,0 MHz), há uma nítida separação entre os resultados obtidos com os dois tipos de CEP. Como o CEP-AMag tende a melhorar a relação S/R nas frequências de interesse, essa deve ser a justificativa para os valores da calibração terem se aproximado mais dos obtidos com o método padrão, que gera uma boa relação sinal ruído naturalmente.

A curva da RF calculada com 1 ciclo de senóide de 5,0 MHz como sinal de excitação afasta-se mais das demais. A baixa potência que esse tipo de sinal apresenta em relação aos demais, conforme já foi discutido na Seção 5.3.3, faz com que a razão entre a tensão medida com o hidrofone de agulha e a pressão calculada para o hidrofone de membrana apresente incerteza muito elevada. Apesar de ser um sinal de excitação que proporciona calibração quase contínua em frequência, os resultados não o indicam como apropriado.

5.4.4. Conclusão

Foi desenvolvido um protocolo de medição para utilizar especialmente o CEP, a

fim de ser confrontado com a técnica tradicional de calibração secundária do NPL, o da Propagação Não Linear. O uso do CEP-AMag resultou em valores de calibração iguais aos do método tradicional, dentro dos limites estimados para as incertezas. Pode-se mesmo dizer que o CEP-AMag é ainda mais interessante do que o método tradicional, já que permite calibração (quase) contínua em frequência, enquanto o uso de salva de senóides distorcidas gera resultados em pontos discretos (harmônicos) do eixo de frequências.

6. CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho foi estudar a codificação denominada CEP, da família das varreduras de senos ou *chirps*, utilizando-a como sinal de excitação para o desenvolvimento ou aprimoramento de protocolos de medição. O enfoque das aplicações metrológicas foi direcionado para instrumentação utilizada na área biomédica. Com base em simulações computacionais e realizações experimentais, procurou-se, sempre que possível, comparar procedimentos metrológicos estabelecidos com os desenvolvidos para atender ao objetivo desta pesquisa.

O desenvolvimento da tese teve duas linhas de ação: simulações computacionais e realizações experimentais. Em ambos os casos, o objetivo foi sempre avaliar a eficiência e a eficácia de se utilizar Pulso de Excitação Codificados (CEP) em ultrassom. A codificação utilizada neste trabalho vem sendo empregada com sucesso em acústica no Inmetro, tanto em calibração quanto em ensaio, e difere de todas as outras codificações encontradas na literatura.

Na pesquisa bibliográfica, apresentada no Capítulo 2, observou-se que vários autores, em várias épocas desde a década de 1950, vêm utilizando codificações semelhantes ao CEP para diversas aplicações metrológicas. Os resultados sempre foram favoráveis aos pulsos codificados, sendo muitas vezes possíveis somente com seu emprego. A possibilidade de se obter uma Resposta Impulsiva Espacial (RIE) tal qual se obteria usando um impulso ideal faz o uso de *chirps*, ou varreduras lineares, únicos entre todos os tipos de excitação. O CEP-AMag, além dos predicados atribuídos às varreduras lineares, agrega a possibilidade de se compensar as regiões do espectro do sistema, equalizando a distribuição de energia em uma faixa de frequências arbitrariamente definida. Isso traz algumas vantagens sobre o CEP linear, principalmente maiores amplitudes das RI calculadas, como foi observado nas realizações experimentais deste trabalho. O uso do CEP-AMag em aplicações nas frequências ultra-sônicas era inédito, e mostrou-se vantajoso.

No Capítulo 3 foi apresentada, detalhadamente, toda a teoria necessária para modelar um CEP a partir da magnitude de um espectro qualquer. Embora possam ser codificados no domínio do tempo, como normalmente se encontra na literatura, os CEP manterão as características espectrais pré-determinadas se forem codificados no domínio da frequência. Essa abordagem foi escolhida nesta pesquisa, e se mostrou adequada, observando o objetivo da tese. A relação entre magnitude espectral e atraso

de grupo é encontrada em diversas referências, mas o mesmo não ocorre com sua dedução. A dedução da relação, desenvolvida na Seção 3.5, permitiu uma melhor compreensão sobre a forma que o CEP assume após a codificação, e não havia sido encontrada em nenhuma referência pesquisada. A escolha da compressão do pulso por deconvolução, ao invés de correlação, teve sua base no levantamento bibliográfico realizado, e mostrou-se de fácil aplicação. O uso do filtro invertido ao invés do filtro casado preserva a integridade da RIE, evitando os lóbulos laterais do segundo caso.

No Capítulo 4, foram apresentadas e discutidas as diversas simulações computacionais utilizadas no desenvolvimento do trabalho. A implementação do CEP-AMag é uma tarefa eminentemente digital, posto que é baseada em processamento digital de sinais. Assim sendo, o uso de recursos computacionais se fez mister para a consecução do trabalho. As rotinas em MatLab que simulam todas as etapas da utilização do CEP, desde seu projeto até a decodificação e separação dos componentes na RIE, foram apresentadas na Seção 4.1. Além disso, na Seção 4.2, foi apresentada uma simulação completa de equalização da resposta de um sistema ultra-sônico, com resultados bastante satisfatórios. O conhecimento adquirido com as simulações formou uma base sólida para realizar as etapas experimentais seguintes. Todas as medições foram automatizadas tanto quanto possível, e o aplicativo apresentado na Seção 4.3 mostrou-se muito eficiente no seu propósito. O uso ostensivo de recursos computacionais e de simulações serviu como ferramenta básica para compreender os processos físicos que envolvem toda atividade experimental, como, por exemplo, a formação do feixe ultra-sônico na água, descrito na Seção 4.4. O acervo de rotinas e programas gerado no transcorrer deste trabalho constitui um dos legados mais importantes da tese. Com ele, interessados no assunto podem, rapidamente, adquirir embasamento e experiência sobre os problemas envolvidos na utilização de CEP.

O Capítulo 5 foi o encerramento do trabalho. Diversas atividades experimentais foram idealizadas, executadas, analisadas e discutidas, sempre buscando comparar o CEP com outros sinais de excitação. Como primeira abordagem, o aumento da largura de banda (Seção 5.1) foi fundamental para consolidar, na prática, o conhecimento adquirido com as simulações computacionais do Capítulo 4. Os resultados satisfatórios obtidos encorajaram a continuidade na linha de pesquisa planejada. Na Seção 5.2, o CEP-AMag foi testado em uma atividade metrológica de grande difusão e utilidade para diversas aplicações em ultra-som: atenuação de materiais. Embora não tenha sido

o foco do trabalho, facilmente o método descrito pode ser adaptado para medição de velocidade de grupo, absorção, reflexão, enfim, caracterização de materiais como um todo.

As duas realizações experimentais que se seguiram, Calibração de Transdutores (Seção 5.3) e Calibração de Hidrofones (Seção 5.4) foram realizadas com maior rigor metrológico. Ambas foram desenvolvidas nas dependências do *National Physical Laboratory* (NPL), com equipamentos metrologicamente controlados. A comparação dos protocolos desenvolvidos especialmente nesta tese com os estabelecidos no NPL foi fundamental para validar o uso do CEP-AMag. No caso da calibração de transdutores, a montagem experimental implicou a realização dos experimentos em regime não linear. Isso obrigou a um aprofundamento na teoria da propagação ultra-sônica não-linear, o que resultou em um enriquecimento do trabalho como um todo. A pesquisa bibliográfica e as simulações computacionais tiveram que ser complementadas para abranger adequadamente esse problema básico, e de grande importância, em metrologia na área de ultra-som. Mais uma vez, o CEP, particularmente o CEP-AMag, mostrou-se mais vantajoso do que outras excitações, naquele caso a excitação com tons puros e o uso de 1 ciclo de senóide.

A calibração de um hidrofone de agulha fechou as atividades experimentais previstas. Os resultados obtidos com o CEP-AMag foram iguais aos do método tradicional, dentro da faixa de incertezas. O CEP pode ser considerado ainda mais interessante, já que permite a calibração (quase) contínua em frequência, o que não ocorre com o método da Propagação Não Linear.

Em todas as aplicações, a grande limitação do uso do CEP é a faixa de frequências realizável. Para implementar o CEP-AMag, faz-se necessário o uso de um gerador de funções arbitrárias, passível de ser programado pelo usuário. Esse tipo de equipamento não é muito comum, embora haja alguns fabricantes que o forneçam nas frequências ultra-sônicas trabalhadas. Com os dois equipamentos utilizados, ambos do mesmo fabricante, a maior frequência possível de ser gerada é, teoricamente, 20 MHz para um dos geradores, ou somente 15 MHz para o outro. Esses valores são teóricos. Testes realizados antes da realização do experimento, contudo, mostraram que a Resposta em Frequência do gerador deteriora-se significativamente acima de 10 MHz. Assim sendo, esse foi o limite estabelecido. Por outro lado, aplicações de até 100 MHz são comuns em ultra-som na área biomédica. Aplicar CEP nessas frequências parece ser,

atualmente, pouco viável, em função dos geradores disponíveis no mercado.

Apesar dessa limitação, os objetivos almejados na aplicação do CEP-AMag foram plenamente satisfeitos. O horizonte das possibilidades de sua utilização foram apenas vislumbrados, e a continuidade da pesquisa permitirá consolidar o CEP-AMag no cenário das aplicações metrológicas do ultra-som na área biomédica.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Técnicas de Calibração de Hidrofonos.

Introdução

Segundo o item 6.11 do “Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia” (VIM) [136], referência tida como o glossário básico em metrologia, calibração é um “conjunto de operações que estabelece, sob condições especificadas, a relação entre os valores indicados por um instrumento de medição (...) e os valores correspondentes das grandezas estabelecidas por padrões”. Ou seja, nada mais é do que determinar a relação entre o valor de uma grandeza fornecido por um equipamento ou instrumento e o valor “real” da grandeza medida. No caso do equipamento ser um transdutor, “calibrar” significa deixar acessível ao usuário a forma como é feita a conversão de energia entre os tipos A e B, quaisquer que sejam. Mais especificamente, calibrar um transdutor ultra-sônico é determinar sua sensibilidade, isto é, como a pressão que atinge o elemento ativo do transdutor se transforma em tensão elétrica na sua saída, ou vice-versa.

A calibração é uma atividade metrológica fundamental em qualquer Instituto Nacional de Metrologia (NMI, sigla em inglês). A partir da calibração, é possível, por exemplo, identificar a confiabilidade de um equipamento de medição ou padrão de trabalho, comparando os resultados da calibração com especificações de normas ou regulamentos técnicos. Muito esforço tem sido feito nas diversas áreas de metrologia para desenvolver métodos de calibração que reúnam os princípios básicos de uma oferta de serviço: alta qualidade e baixo custo. Em ultra-som isso não pode ser diferente. A qualidade de uma calibração pode ser quantificada, de maneira simplificada, por 2 elementos principais, a saber: incerteza da técnica empregada e faixas (ou limites) de sua aplicação. Em linhas gerais, quanto menor a incerteza, melhor a técnica. De maneira análoga, tanto melhor e mais genérica será uma determinada técnica quanto mais amplas forem suas faixas úteis, considerando as grandezas físicas verificadas. Naturalmente, o custo funciona como o contraponto da qualidade, geralmente sendo diretamente proporcional a ela. O custo de uma calibração encerra não apenas o custo financeiro direto (insumos, infra-estrutura etc), mas também o custo indireto (manutenção metrológica dos equipamentos e padrões, treinamento e manutenção da qualificação da mão de obra, capital intelectual, entre outros). Como, via de regra, o

que se pretende é sempre mais qualidade, estabelece-se um indiscutível parâmetro, não exclusivo da metrologia, denominado custo-benefício. Por exemplo, a calibração de um padrão metrológico para ser utilizado em um NMI pode ser realizada por técnicas extremamente caras, mesmo que a utilização de seus resultados seja limitada a determinadas faixas estreitas de condições atmosféricas. Em contrapartida, para um instrumento de trabalho a ser utilizado no chão de fábrica, não são necessárias incertezas tão baixas ou faixas de aplicação tão largas que justifiquem o uso da mesma técnica, bastando, provavelmente, outra de custo muito menor, mas que traga benefícios metrológicos suficientes para sua correta utilização.

A função de um NMI oscila entre dois pólos principais: manutenção e disseminação dos padrões metrológicos de um país, empregando as técnicas consagradas internacionalmente e, missão igualmente nobre, desenvolver novas técnicas que diminuam o parâmetro custo-benefício. Essa última função pode ser realizada de duas maneiras: diminuindo o custo ou aumentando a qualidade. Na área de ultra-som, os dois serviços de calibração mais bem consolidados são medição de potência ultra-sônica e calibração de hidrofones. Como pode ser observado nesta revisão, há uma diversidade considerável de técnicas de calibração de hidrofones, algumas com várias décadas de utilização. Isso lhes confere uma confiabilidade metrológica suficiente para que um laboratório possa, sem susto, implementar qualquer uma sabendo de antemão o que pode-se esperar quanto a custos de implantação e execução, requisitos básicos de treinamento e qualificação de mão de obra especializada, tempo necessário para uma calibração etc. Enfim, as variáveis necessárias para ofertar um serviço de calibração de hidrofones estão disponíveis, tanto em nível primário quanto secundário. O Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial [122], o NMI brasileiro, recentemente iniciou um projeto que tem a intenção de, em última instância, incrementar o sistema metrológico nacional com a oferta do serviço de calibração de hidrofones [123]. Tal iniciativa tem abrangência nacional, posto que são diversos os laboratórios que utilizam hidrofones em suas atividades, quer seja na área industrial (laboratórios e técnicos que realizam ensaios não destrutivos, por exemplo) ou da saúde (universidades, laboratórios credenciados pelo Inmetro etc).

Este artigo se insere nas atividades iniciais de implantação do laboratório nacional de referência na área de ultra-som. A revisão minuciosa das técnicas de calibração servirá não apenas ao NMI, mas também como guia para os laboratórios que virão a

fazer uso dos serviços oferecidos. O conhecimento das técnicas disponíveis de calibração de hidrofones permitirá que seja feita uma escolha adequada do serviço, em função dos parâmetros descritos acima.

As principais fontes de consulta foram as normas da *International Electrotechnical Commission* [124], que são as que basicamente tratam de calibração, e os artigos científicos nela citados. Essas normas são as usualmente utilizadas pelos 2 principais NMI do mundo: o *National Physical Laboratory* da Inglaterra [125] e o *Physikalisch-Technischen Bundesanstalt* da Alemanha [126]. Infelizmente, até o momento, não existe nenhuma norma para calibração de equipamentos de metrologia em ultra-som no órgão brasileiro de normalização, a Associação Brasileira de Normas Técnicas [127]. Na verdade não existe nem sequer indícios de que isso venha a acontecer tão cedo, uma vez que metrologia em ultra-som no Brasil ainda é muito insipiente. As únicas normas da ABNT de calibração que fazem referência ao ultra-som são as de Segurança de Equipamentos eletromédicos [128], [129] e [130]. Há diversas normas ABNT de ensaios não destrutivos, mas não pertencem ao escopo deste trabalho.

O hidrofone

O hidrofone é um transdutor eletro–mecânico para aplicações subaquáticas, como o nome sugere. Tal qual um microfone, ele é capaz de converter a variação de pressão que incide em seu elemento ativo em tensão elétrica [131] e [132]. Como a face do transdutor apresenta uma dimensão finita, e como a pressão dinâmica (flutuante) pode ser relacionada com a energia propagada por uma onda mecânica, a tensão gerada pelo hidrofone pode ser relacionada com a intensidade do campo sonoro no local onde se encontra o elemento. Nos hidrofones modernos mais comuns, a conversão de energia é realizada devido ao efeito piezométrico do elemento ativo, em geral o polímero polyvinylidene fluoride – PVDF [53], embora hidrofones que utilizam princípios óticos estejam sendo atualmente desenvolvidos [133]. O parâmetro que relaciona a conversão de energia mecânica em elétrica é denominado sensibilidade, e se trata exatamente do produto final da calibração de qualquer transdutor.

Dependendo de sua forma construtiva, o hidrofone pode ser sensibilizado por flutuações de pressão em frequências acima do limite audível para o ser humano (didaticamente considerado entre 16 kHz e 20 kHz), ou seja, na faixa que se denomina ultra–som. Na prática, há hidrofones que podem ser utilizados em frequências bem

superiores a essa, atingindo facilmente mais de 15 MHz, sendo alguns passíveis de calibração em até 40 MHz segundo técnicas normalizadas [70].

Como todo transdutor, o hidrofone é caracterizado segundo os seguintes conceitos metrológicos:

- a) comportamento da sua resposta em frequência, isto é, como varia sua sensibilidade em função da frequência;
- b) faixa útil de frequências, considerando uma relação sinal ruído mínima;
- c) linearidade, ou seja, limites máximo e mínimo de amplitude em que a variação da sensibilidade é inferior a um determinado valor, dentro de uma faixa de frequências considerada;
- d) ruído elétrico, que determina qual a menor amplitude possível de se medir com o hidrofone.

Em seguida, serão apresentados os dois tipos de hidrofones mais comuns, considerando sua disponibilidade comercial.

Hidrofone tipo agulha (needle)

Os hidrofones de agulha (Figura 59) são os mais simples, entre os tipos aqui apresentados. Basicamente, eles são compostos de uma abertura em um tubo de metal, sendo revestidos em uma das extremidades pelo elemento transdutor de energia, geralmente PVDF.

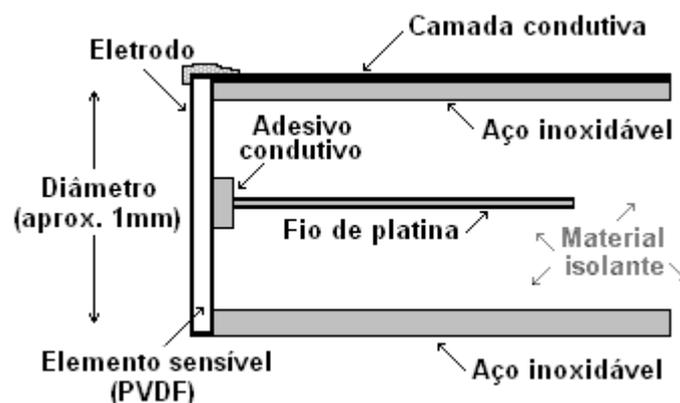


FIGURA 59. Desenho esquemático de um hidrofone tipo agulha (*needle*).

Em relação ao hidrofone de membrana, o tipo agulha apresenta menor

sensibilidade para mesmos diâmetros de elemento ativo. Ou seja, é necessário que mais energia incida no elemento piezelétrico do hidrofone tipo agulha para gerar a mesma tensão de saída, o que o torna mais apropriado para ser utilizado em campos ultra-sônicos mais intensos. Soma-se a isso o fato de ele ser bastante robusto, o que diminui o risco de dano físico. O custo de um hidrofone tipo agulha também é bastante reduzido, podendo ser construído artesanalmente por algumas poucas dezenas de dólares. No entanto, seu custo comercial, quando calibrado em algumas frequências, é na ordem de US\$ 1.500 a US\$ 3.000, dependendo basicamente do diâmetro de seu elemento ativo (quanto menor, mais caro – [67]). A Figura 60 mostra alguns hidrofones tipo agulha disponíveis comercialmente.



FIGURA 60. Alguns hidrofones tipo agulha disponíveis [67].

Uma das graves limitações é a variação da sensibilidade ao longo do tempo [74], o que implica em cuidados muito especiais com a manutenção da rastreabilidade, e, conseqüentemente, custo. Sua banda útil de frequências apresenta, também, uma limitação para aplicações em ultra-som de alta frequência, uma vez que está limitada em cerca de 20 MHz. No entanto, para as aplicações de ultra-som em terapia, e, em muitos casos, também em diagnóstico, não são necessárias medições acima de 15 MHz [134] e [135]. Outra característica importante no uso desse tipo de hidrofone em medições de equipamentos de ultra-som que operam em baixas frequências (até 5 MHz), como por exemplo equipamento de ultra-som para fisioterapia, é a notável flutuação nessa faixa. A Figura 61 mostra uma curva de calibração típica de um

hidrofone tipo agulha. Devido ao seu tamanho reduzido, em muitas aplicações o hidrofone tipo agulha é preferido por produzir uma perturbação mínima no campo ultrassônico [72].

**Resposta em Frequência de um hidrofone de PVDF
esp. = 25 micrometros; diam. = 0.5 mm**

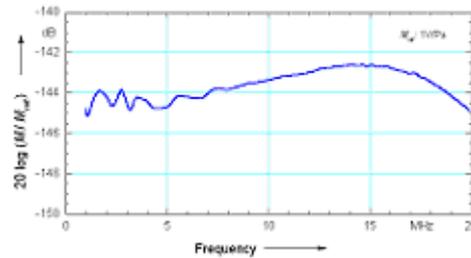


FIGURA 61. Curva de sensibilidade típica de hidrofones tipo agulha [126].

Hidrofone de membrana

Esse tipo de hidrofone é considerado “padrão ouro” (*gold standard*) em ultrassom, por ser o transdutor que apresenta as melhores características metrológicas [91]. Sua estabilidade de longo tempo (*long term stability*) é considerada boa o suficiente para aplicações metrológicas, apresentando variações geralmente inferiores a 0,5 % ao ano em relação a sua sensibilidade. Além disso, sua resposta em frequência é bastante plana, com cerca de 9 dB entre 1 MHz e 60 MHz (conforme gráfico da Figura 62). Por isso, eles são largamente utilizados nos NMI, e servem como padrão de transferência do método primário de calibração (método interferométrico – ver descrição mais à frente, neste texto). Em contrapartida, o custo desse tipo de hidrofone pode facilmente ultrapassar US\$ 12.000, calibrados em algumas frequências [67].

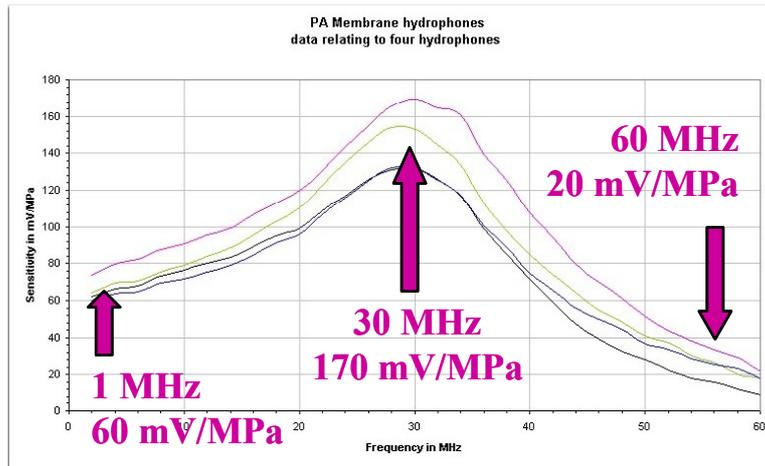


FIGURA 62. Curva de sensibilidade típica de hidrofones de membrana (adaptado de [67]).

Hidrofones de membrana são constituídos basicamente de dois filmes de PVDF superpostos, sendo que apenas uma pequena região central dos filmes é passível de sensibilização, ou seja, apresenta efeitos piezelétricos. A interseção das regiões sensíveis é o elemento ativo do hidrofone, e pode ser inferior a 0,2 mm de diâmetro. A Figura 63 mostra um esquema de um hidrofone de membrana, com a respectiva resposta em frequência até 20 MHz. Essa figura pode ser comparada diretamente com a Figura 61 para um hidrofone tipo agulha.

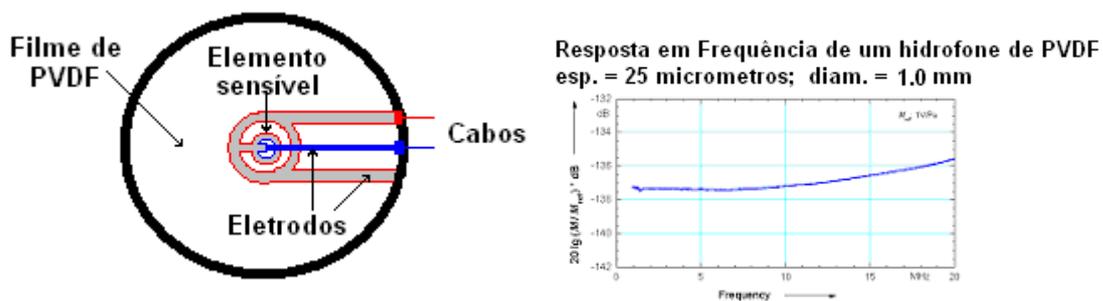


FIGURA 63. Curva de sensibilidade típica de hidrofones de membrana (adaptado de [126])

Fundamentos teóricos

A fim de uniformizar a linguagem, serão apresentados quatro conceitos ligados à calibração. Esses conceitos não se restringem ao ultra-som, mas são considerados de entendimento amplo em todas as áreas da metrologia.

Repetitividade

Segundo o VIM [136], repetitividade é o “Grau de concordância entre os resultados de medições sucessivas de um mesmo mensurando efetuadas sob as mesmas condições de medição”. Ainda segundo o VIM, essas condições incluem mesmo procedimento de medição, mesmo observador, mesmo instrumento de medição utilizado nas mesmas condições, mesmo local e repetição em curto período de tempo.

Calibração (de transdutores)

Como já foi definido na Introdução, calibrar um hidrofone é determinar sua sensibilidade, isto é, como a pressão que atinge o elemento ativo do transdutor se transforma em tensão na sua saída. Matematicamente, defini-se M , a sensibilidade, como sendo a relação:

$$M = \frac{V}{P} \quad (59)$$

onde V é a tensão elétrica medida no cabo do hidrofone e P é a pressão incidente em seu elemento ativo. Geralmente, a sensibilidade é fornecida em nV/Pa (nanovolts por Pascal).

As técnicas ou métodos utilizados para calibrar um transdutor podem ser os mais variados, geralmente sendo diferenciados entre si pelos parâmetros metrológicos “incerteza” e “faixa de aplicação”. Outros parâmetros, tais como custo, podem ser importantes na escolha de uma determinada técnica em detrimento de outra. A discussão presente no segundo parágrafo da Introdução deste texto se aplica.

É importante ressaltar que a calibração de hidrofones pressupõe que a sensibilidade foi determinada na situação hipotética em que o hidrofone não estava presente. Para tanto, as técnicas são desenvolvidas considerando esse aspecto na sua formulação teórica, como será percebido nas descrições a seguir. Também é considerada sempre a situação de campo livre, o que implica em cuidados especiais na montagem do sistema de calibração, incluindo o tipo de sinal gerado e o afastamento entre os elementos geradores e que captam o sinal acústico de qualquer objeto que possa causar reflexão (paredes do tanque acústico, por exemplo).

A importância da calibração é evidente quando se pretende utilizar o hidrofone

para medir o valor absoluto da pressão (ou alguma grandeza derivada, como potência ou intensidade). Nessa situação, é necessário que o sinal de tensão fornecido pelo transdutor tenha uma correspondência bem definida com a pressão incidente. Mas, menos evidente, também está a necessidade de utilizar hidrofones calibrados para medir grandezas relativas, isto é, quando se expressa o resultado de uma medição como uma razão entre, por exemplo, duas posições distintas dentro do campo ultra-sônico. A necessidade de utilizar um hidrofone calibrado existe porque somente assim pode-se garantir que as medições foram feitas dentro da sua faixa linear. Caso contrário, a razão obtida entre duas amplitudes pode não ter significado físico real algum. Também somente com a calibração é possível fazer uma estimativa razoável da incerteza final de uma medição, já que a incerteza do hidrofone é subproduto (de extrema importância, naturalmente!) da calibração, e somente com ela essa incerteza pode ser atribuída com suficiente confiabilidade. Um usuário menos afeito aos rigores metrológicos pode sempre argumentar que a incerteza final pode ser estimada superestimando a incerteza do hidrofone, o que é verdade, embora absolutamente deselegante e, em algumas situações, até mesmo inaceitável na execução de determinado serviço. Em linhas gerais, utilizar equipamentos não calibrados em qualquer elo da cadeia de medição não é contar com os benefícios inerentes a essa área tão importante para as ciências, que é a metrologia.

Método direto

As técnicas que utilizam o método direto são aquelas em que a grandeza física de interesse (pressão, no caso da calibração de hidrofones) é obtida diretamente de outras grandezas físicas. O método direto também pode ser chamado de método absoluto. A rastreabilidade da grandeza de interesse é obtida de outras áreas metrológicas, como elétrica, dimensional, ótica, térmica, massa etc.

Em ultra-som, diversas técnicas utilizam o método direto. São elas:

– Varredura Plana, de onde a pressão é obtida basicamente da potência ultra-sônica, rastreada a padrões de massa, e da área do feixe, rastreada a padrões dimensionais [73], [137], [138] e [139];

– Interferometria, na qual a pressão é obtida, em última instância, da interferência ótica entre feixes coerentes de luz, cuja rastreabilidade é realizada a padrões óticos e dimensionais [98], [99] e [140];

– TDS [60] e [101] e Reciprocidade [60], [141] e [142], de onde a sensibilidade é obtida de razões entre grandezas elétricas (tensão e corrente) e dimensionais (distâncias entre os transdutores e receptores).

Método por comparação

No método da comparação, também chamado de método da substituição, é necessário um padrão (hidrofone) previamente calibrado. Para diminuir a incerteza final da calibração por comparação, em geral utiliza-se um método absoluto na calibração do padrão, mas pode-se também utilizar um método comparativo, com o conseqüente aumento da incerteza por propagação de erro.

A regra geral é colocar o padrão calibrado em um campo ultra-sônico que se consiga repetir com pouca variabilidade (o sistema de geração, o amplificador e o transdutor do sinal devem ser confiáveis e apresentar estabilidade de tempo curto – *short term stability*). Em seguida, mede-se a pressão do campo com o padrão, o que é feito a partir da sua conhecida sensibilidade. O passo seguinte consiste em substituir o hidrofone padrão pelo hidrofone a ser calibrado, colocando o segundo no mesmo lugar no campo que o primeiro ocupara anteriormente. Da tensão (ou corrente, dependendo da técnica) medida na saída do hidrofone sob teste define-se sua sensibilidade, uma vez que a pressão fora definida experimentalmente com o auxílio do padrão. Na prática, o procedimento é realizado algumas vezes em condições de repetitividade a fim de aumentar o conhecimento sobre, e, conseqüentemente, diminuir, a incerteza da calibração do hidrofone.

As técnicas Varredura Plana, TDS e Propagação Não Linear podem ser aplicadas com o método da substituição, e geralmente o são.

Como pode ser facilmente inferido, geralmente as técnicas que empregam o método direto apresentam incertezas muito inferiores às demais, uma vez que a cadeia de rastreabilidade é mais curta, mas esse não é necessariamente o caso em calibração de hidrofones. Isso acontece porque, nas técnicas absolutas, existem diferenças significativas entre as incertezas realizáveis. Por exemplo, aplicando a técnica “Varredura Plana” com o método da substituição utilizando um padrão calibrado pela técnica da interferometria laser (incerteza de cerca de 4% até 15 MHz – ver [99] e [140]) obtém-se uma incerteza menor do que utilizando a “Varredura Plana” pelo método absoluto, caso a potência ultra-sônica seja medida com uma balança comum

(incertezas de até 10%). Mesmo com uma balança e metodologias extremamente precisas (cerca de 4% de incerteza – [143]) para a medição da potência, a incerteza final será da mesma ordem de grandeza. Isso acontece pela particularidade do método interferométrico apresentar incerteza muito menor do que qualquer outro método em calibração de hidrofones.

Técnicas consagradas para calibração de hidrofones

Antes de tudo, vale uma explicação sobre o termo pouco usual em metrologia presente no título dessa seção: “consagradas”. Geralmente, em um trabalho de revisão bibliográfica na área de metrologia, procura-se ater às técnicas normalizadas internacionalmente. No entanto, no caso de calibração de hidrofones, algumas técnicas utilizadas em NMI de renome, como o PTB e o NPL, não são normalizadas (entendendo que “normalizada” é uma técnica descrita no corpo de uma norma) na calibração de hidrofones até 15 MHz. Aliás, até recentemente algumas dessas técnicas não estavam sequer presentes em qualquer documento normativo. Apesar disso, elas vêm sendo utilizadas há muito tempo, em alguns casos, inclusive, sendo a técnica principal de venda de serviço de calibração, como a da Propagação Não Linear do NPL e o TDS (*Time Delay Spectrometry*) do PTB. Até mesmo o método considerado o de melhor qualidade metrológica, o interferométrico, não constava em norma alguma. Mas após a recente publicação da norma para calibração de hidrofones para aplicações em alta frequência (até 40 MHz, [70]), todas as referidas técnicas passaram a ser citadas em seus anexos informativos. O significado disso é que as técnicas passaram a serem consideradas como viáveis, embora não obrigatórias, para realizar determinado serviço. Em situação diferente estão os métodos clássicos de calibração de hidrofones, o da Reciprocidade e da Varredura Plana, respectivamente descritos nas normas IEC 60866 [68] e IEC 61101 [137]. Técnicas que ainda não gozam de amplo reconhecimento não serão abordadas neste documento, posto que ainda se encontram em fase de desenvolvimento e de validação experimental. Apenas cita-se como referência recentes publicações nas quais são descritas [21], [22], [106] e [144].

Técnica da Reciprocidade

A primeira norma para calibração de hidrofones descrevia apenas a técnica da reciprocidade [145]. A reciprocidade é um conceito bem definido, e para um transdutor significa razão constante entre a sensibilidade de recepção (conversão da pressão

incidente em tensão gerada – M) e de transmissão (conversão da tensão incidente no cabo do transdutor em velocidade da sua face, que por sua vez gera a pressão no campo – representada geralmente pela letra S). Matematicamente, descreve-se o parâmetro geral da reciprocidade J como [141]:

$$J = \frac{M}{S} \quad (60)$$

onde M é definido segundo (59) e $S = V/U$, sendo V a tensão injetada no transdutor na função de transmissão e U a velocidade de volume da sua face ($U = v \cdot A$, onde v é a velocidade da face do transdutor perpendicular a ela e A é sua área efetiva). O parâmetro de reciprocidade J pode ser derivado a partir de (60) para diversas situações específicas, sendo que, para calibração de hidrofones, geralmente utiliza-se J para ondas planas J_p , segundo a seguinte equação [68] e [141]:

$$J_p = \frac{2A}{\rho_0 c_0} \quad (61)$$

onde A é a área efetiva da face do transdutor, ρ_0 é a densidade do meio de propagação e c_0 é a velocidade de propagação da onda ultra-sônica no meio. Daqui em diante, ρ_0 e c_0 terão sempre o mesmo significado, e suas descrições serão omitidas nas próximas aparições.

A primeira norma de calibração de hidrofones [145] sugeria o uso da reciprocidade de três transdutores, tal como é realizada a calibração absoluta de microfones (IEC 61094-2 [146] para campo de pressão e IEC 61094-3 [147] para campo livre). No entanto, observou-se, empiricamente, que para altas frequências não é possível utilizar a mesma técnica, pois o alinhamento entre os pares de transdutores sendo calibrados é bastante difícil de se realizar. Recomenda-se utilizar a técnica dos três transdutores até no máximo 500 kHz. Para resolver esse problema, foi desenvolvida uma técnica denominada calibração por auto-reciprocidade, na qual a sensibilidade do transdutor é determinada a partir de um sinal acústico gerado por ele mesmo, e que a ele retorna após refletir em um alvo apropriado [148]. A limitação para o emprego dessa técnica é o tamanho do elemento ativo do transdutor, uma vez que a

potência emanada é proporcional ao volume deslocado pela sua face. Portanto, transdutores muito pequenos, como os hidrofones utilizados na faixa dos MHz, não podem ser eficientemente calibrados por auto-reciprocidade. A recomendação da norma IEC 60866 [68] é utilizar auto-reciprocidade em transdutores com no mínimo 2 mm de diâmetro.

A partir dessas considerações, foi desenvolvido um método híbrido para calibrar hidrofones para utilização até 15 MHz, descrito em [68]. Segundo esse método, inicialmente deve-se calibrar um transdutor auxiliar, que deve ser linear, passivo e reversível, pelo método da auto-reciprocidade. Em seguida, posiciona-se o receptor (o hidrofone a ser calibrado) no campo previamente determinado, obtendo-se, então, sua sensibilidade. Na prática, o alvo utilizado na reflexão da onda ultra-sônica é ligeiramente inclinado para que o feixe seja desviado na direção do hidrofone, conforme o esquema da Figura 64. Para evitar a formação de ondas de cisalhamento na face do alvo refletor, o que iria alterar a sua impedância e, em consequência, o coeficiente de reflexão, a inclinação deve ser inferior a 10° [68].

O método da reciprocidade, em qualquer de suas variantes (utilizando-se 1, 2 ou 3 transdutores), é sempre um método direto por definição. A equação (62) apresenta a formulação matemática após as simplificações necessárias, tais como considerando-se onda plana e campo livre, conforme desenvolvido por [142]:

$$M = \sqrt{\frac{V_{Hid}^2}{V_{Tx} \times I_{Tx}}} \times \sqrt{\frac{2A_{Tx}}{\rho_0 c_0 R_{ref}}} \times \frac{\sqrt{G_{TxTx}}}{G_{TxHid}} \times e^{\alpha \cdot d_{hr}} \quad (62)$$

onde V_{Hid} representa a tensão gerada pelo hidrofone durante sua sensibilização, V_{Tx} é a tensão aplicada ao transdutor para gerar o campo, I_{Tx} é a corrente que percorre o transdutor, idêntica tanto na etapa de auto calibração quanto na de calibração do hidrofone, A_{Tx} é a área efetiva de radiação do transdutor, R_{ref} é o coeficiente de reflexão em amplitude do refletor, G_{TxTx} é a perda por difração do campo gerado pelo transdutor na calibração por auto-reciprocidade, G_{TxHid} é a perda por difração do campo gerado pelo transdutor na calibração do hidrofone, α é o coeficiente de atenuação do som na água e d_{hr} é a distância entre o hidrofone e o refletor.

Como pode ser observado, além das grandezas elétricas do primeiro termo do lado

direito de (62), são necessárias grandezas dimensionais, de massa e temperatura, ou delas derivadas, com exceção do coeficiente de reflexão R_{ref} . No entanto, segundo [68], o coeficiente de reflexão pode ser considerado idealmente igual a 1,0, caso o refletor apresente certas características construtivas descritas na norma. A velocidade de propagação é função da temperatura da água, conforme descrito em [149] e [150], e a absorção é uma função da frequência, estando também definida em [68]. Os coeficientes G caracterizam a perda por difração da emissão e recepção da onda sonora, quer seja na situação transdutor para transdutor ou transdutor para hidrofone. O desenvolvimento teórico do valor desses coeficientes foi desenvolvido por Fay em 1976, conforme informado em [68] e [142], e são obtidos basicamente a partir da razão entre as áreas do transdutor e do hidrofone.

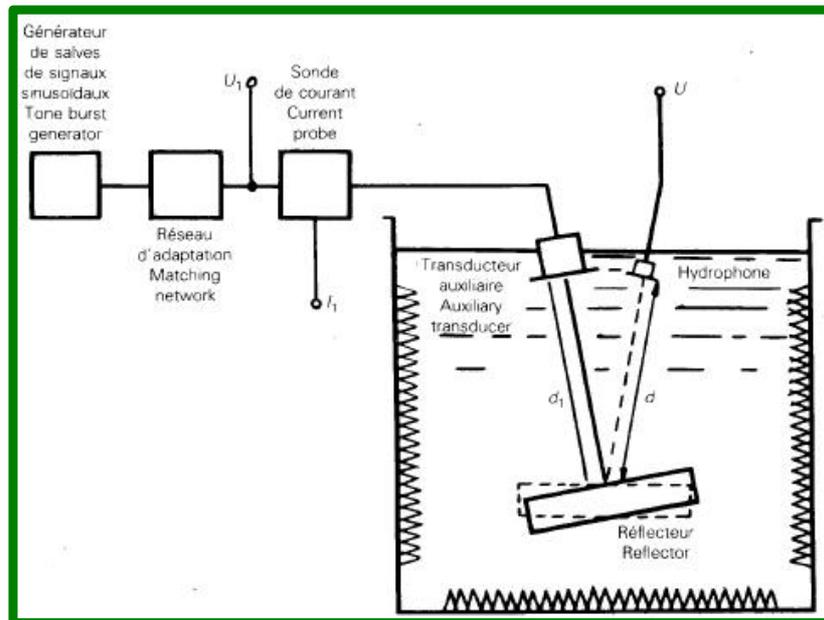


FIGURA 64. Desenho esquemático para calibração de hidrofones pela técnica da reciprocidade, conforme descrito na IEC 60866 e em Beissner (1980).

Segundo a norma IEC 60866, a calibração de hidrofones utilizando a técnica e as simplificações nela descritas levam a uma incerteza máxima de não mais do que $\pm 1,5$ dB (19%) entre 0,5 MHz e 15 MHz.

Técnica da Varredura Plana (planar scanning)

A segunda técnica a ser normalizada para calibração de hidrofones até a frequência de 15 MHz foi a da Varredura Plana, conforme descrita em [137]. Essa

norma, na verdade, descreve os parâmetros que devem ser medidos para a calibração, e deve ser utilizada em conjunto com a [73] quanto ao procedimento experimental para a geração do campo ultra-sônico.

A idéia básica da técnica é um princípio físico bem simples: a integral da intensidade em uma superfície é igual à potência média que atravessa a superfície. Como a potência é a energia que é transmitida por unidade de tempo por um determinado sistema, e como a partir da pressão de uma onda pode-se determinar qual a energia que ela propaga, é possível relacionar, em última instância, a potência e a pressão em um determinado ponto, ou em uma área.

Na calibração de hidrofones, a primeira etapa da técnica da varredura plana é conhecer a potência que um sistema de geração de sinais (gerador, amplificador e transdutor) emite. A maneira mais trivial de executar essa etapa é utilizando uma balança, conforme descrito em [69] e [143] – ver Figura 65. Outros métodos de medição de potência estão em desenvolvimento, como [151], por exemplo, mas ainda não apresentam confiabilidade metrológica suficiente.

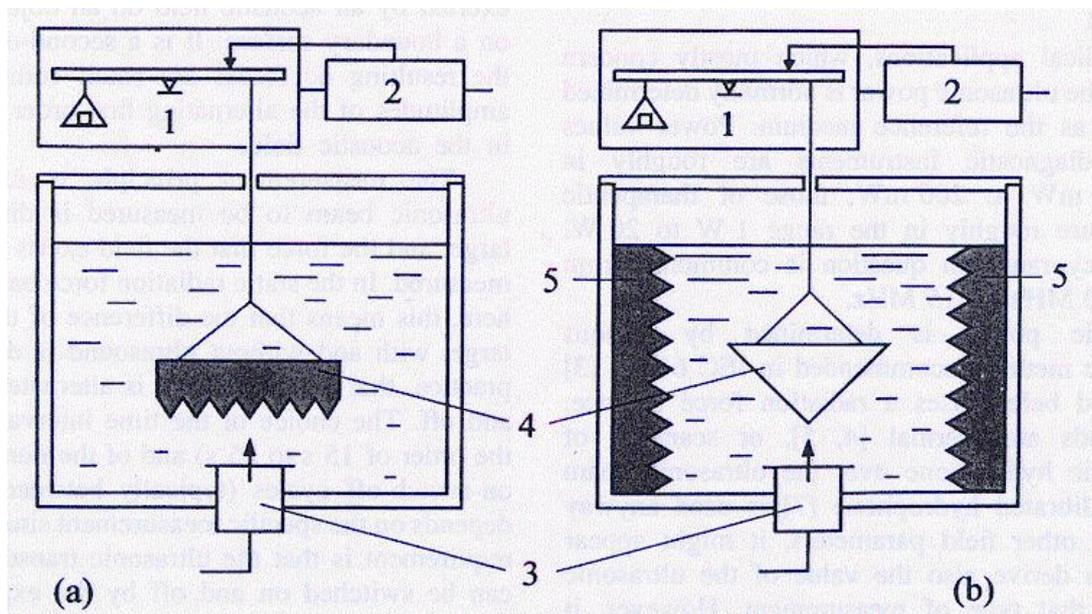


FIGURA 65. Desenho esquemático para medição de potência ultra-sônica, conforme apresentado em [143]. Legenda: 1 – balança; 2 – controle da balança; 3 – transdutor; 4 – alvos; 5 – absorvedor para evitar reflexões nas paredes do recipiente.

Uma vez determinada a potência do sistema de geração do sinal, o mesmo sistema é utilizado para gerar um campo em um tanque no qual seja possível posicionar o hidrofone a ser calibrado em diversas posições bem definidas. É feita então uma

varredura sobre um plano perpendicular à face do transdutor, em cada ponto sendo medida e armazenada a tensão elétrica gerada pelo hidrofone. A tensão é considerada proporcional à pressão no local, e a constante de proporcionalidade é a sensibilidade descrita em (60). A energia propagada pela onda ultra-sônica é obtida da pressão da onda em cada ponto, aplicando a sensibilidade, o que gera uma relação direta entre a potência e a integral da sensibilidade em cada ponto do plano varrido. Com isso obtém-se a sensibilidade final do hidrofone. A equação (63) descreve matematicamente o processo [143]:

$$M = \left(\iint_S \frac{V_{PT}^2(\vec{r}) dS}{2\rho_0 c_0 G_r V_{rms}^2} \right)^{1/2} \cdot e^{-\alpha \cdot d_{hp}} \quad (63)$$

onde V_{PT} é a tensão elétrica de pico média no tempo gerada pelo hidrofone, durante sua sensibilização e G_r é a condutância de radiação: $G_r = \frac{W}{V_{rms}^2}$, sendo W a potência do feixe, e V_{rms} voltagem RMS medida no transdutor, α o coeficiente de atenuação do som na água e d_{hp} é a distância entre o hidrofone e o plano de varredura.

Segundo a norma IEC 61101, as incertezas tipicamente obtidas calibrando hidrofones pela técnica da varredura plana são de $\pm 6\%$ (0,5 dB) até 5 MHz e de $\pm 18\%$ (1,4 dB) entre 5 MHz e 15 MHz.

Técnica da Interferometria a Laser

Técnicas que utilizam propriedades óticas, como interferência e difração, têm sido empregadas com sucesso em diversas áreas de metrologia. Os métodos primários de calibração dimensional e de vibrações, por exemplo, utilizam interferometria ótica. Existem estudos em andamento para implantar métodos semelhantes em acústica (calibração de microfones) e mesmo higrometria (determinação de umidade relativa do ar). Em ultra-som, já desde o princípio da década de 1980 são utilizados interferômetros para calibrar hidrofones, normalmente hidrofones de membrana.

O princípio físico do interferômetro normalmente utilizado, o de Michelson, é o de geração de batimentos entre dois feixes de luz (laser) originados da mesma fonte (portanto coerentes), mas que percorrem caminhos distintos. Um dos caminhos é chamado de “feixe de referência”, e o outro atinge o objeto que se pretenda descobrir o

deslocamento relativo. A Figura 66 apresenta um esquema de um interferômetro utilizado na calibração de hidrofones, segundo a montagem experimental do NPL [98] e [99]. Percebe-se pela figura que o feixe é dividido em duas partes no espelho semitransparente denominado *beam splitter*. A porção da energia luminosa que atravessa o espelho em linha reta atinge uma película inserida no campo ultra-sônico, dentro do tanque com água. Essa película é especialmente construída de sorte a ser “acusticamente transparente”, isto é, ela tem a mesma impedância acústica da água, e “ópticamente refletora” por ser revestida de um material espelhado. O feixe de luz refletido nessa película retorna ao *beam splitter*, assim como o feixe de luz que foi convencionalmente chamado de referência, ocorrendo então interferência entre ambos. A luz resultante é da mesma frequência da luz original, mas com uma fase alterada, função da diferença do percurso entre os feixes de referência e o que atingiu a película. Caso a película se movimente, a fase do feixe resultante da interferência irá variar proporcionalmente. A velocidade com que a fase varia é idêntica à velocidade com que a película se movimenta. Se a película for posta em movimento por um campo ultra-sônico originado de um transdutor excitado por uma onda senoidal, a velocidade da variação da fase será idêntica à velocidade de deslocamento da partícula (considerando a amplitude de deslocamento da partícula muito menor do que o comprimento de onda do laser).

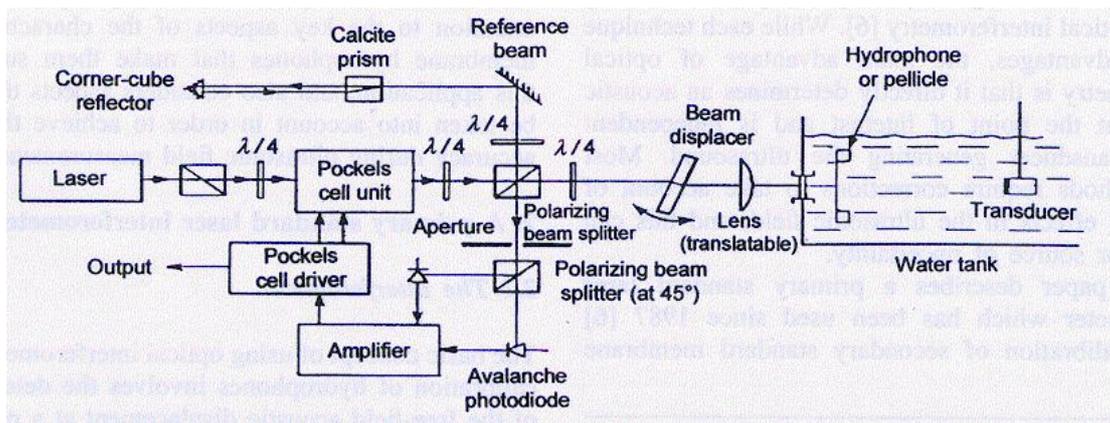


FIGURA 66. Desenho esquemático do interferômetro utilizado no NPL para calibração de hidrofones [99].

A partir da velocidade da partícula em um campo ultra-sônico é possível determinar a pressão ali presente, valendo a expressão $P = \rho_0 c_0 v$ (onde P é a pressão e v é a velocidade das partículas submetidas a uma onda ultra-sônica plana). Uma vez

que a película seja substituída pelo hidrofone que se pretenda calibrar, e se o mesmo campo ultra-sônico for gerado na posição assumida pelo hidrofone, a tensão na saída do seu cabo pode ser diretamente utilizada para determinar a sensibilidade. A equação (64) formaliza as operações matemáticas para determinar a sensibilidade M , segundo [99]:

$$M = \frac{V_{hid} \times V_0}{V_I} \times \frac{2\mu_0}{\rho_0 c_0 f_0 \lambda} \quad (64)$$

onde V_{hid} é a tensão gerada pelo hidrofone, durante sua sensibilização, V_0 é a tensão de referência do interferômetro, V_I é a tensão de saída do interferômetro devido ao deslocamento, sendo que $V_I = V_0 \times \sin\left(\frac{4\pi\mu_0 a}{\lambda}\right)$, a é o deslocamento da partícula no feixe ultra-sônico, medida na face da película; μ_0 é o índice de refração do meio em que a película se encontra (água), f_0 a frequência ultra-sônica e λ o comprimento de onda do feixe ótico (laser He-Ne = 632,8 nm).

Como em (64), a interferometria a laser é uma técnica absoluta. Como as incertezas de medição de deslocamento são muito baixas, a incerteza resultante na calibração de hidrofones com essa técnica é a menor possível entre as técnicas disponíveis no momento. Por isso essa técnica é considerada o padrão primário para a calibração de hidrofones. Incertezas típicas são de cerca $\pm 4\%$ (0,3 dB) até 15 MHz.

Uma outra aplicação bastante interessante dessa técnica é a possibilidade de estender a faixa de frequência até 60 MHz [99], ou mesmo 70 MHz [140]. Segundo o Anexo E (informativo) da norma IEC 62092, a técnica pode ser utilizada para calibração de hidrofones até 40 MHz. As incertezas informadas nos artigos científicos pesquisados para altas frequências ficam em torno de $\pm 15\%$ (1,2 dB) até 70 MHz.

Como não poderia deixar de ser, a técnica apresenta um revés: o custo da infraestrutura necessária. Um interferômetro de Michelson que opere nas faixas de frequências ultra-sônicas pode chegar a US\$ 75.000, sem contar com os acessórios complementares, tais como tanque, sistemas de geração e aquisição de sinal, transdutores etc. Talvez justamente por esse motivo é que atualmente apenas 2 NMI possuem essa capacidade instalada: o PTB e o NPL.

Técnica do TDS (time delay spectrometry)

O TDS é uma técnica empregada originalmente para determinar a Função de Transferência (FT) de alto-falantes, desenvolvida na segunda metade da década de 1960 [100]. Na ocasião, ela teve uma aceitação muito grande devido a sua propriedade de não precisar de transformada integral (passagem do domínio do tempo para domínio da frequência) para se obter o espectro da FT. A técnica da Transformada Rápida de Fourier (FFT, sigla em inglês) tinha acabado de ser desenvolvida, mas os recursos computacionais de então ainda não facilitavam seu uso. Evitar transformar o sinal do tempo para frequência, o que é possível com o TDS, implicava em uma significativa economia de recursos computacionais. Mas, naturalmente, essa vantagem não se aplica mais hoje em dia, já que utilizar FFT é tão simples e rápido como a mais trivial das operações em um computador pessoal. Mesmo assim a técnica TDS tem sido utilizada desde a década de 1980 na calibração secundária de hidrofones [60] e [101].

A técnica consiste em gerar uma varredura senoidal linear (*sweep* linear, ou *chirp*). O sinal deve ser conduzido pelo Sistema Linear Invariante no Tempo (SLIT) que se pretende determinar a resposta em frequência. A Figura 67 apresenta um esquema da técnica. O sistema pode ser um hidrofone, um transdutor, um gerador de sinais, ou conjuntos desses equipamentos.

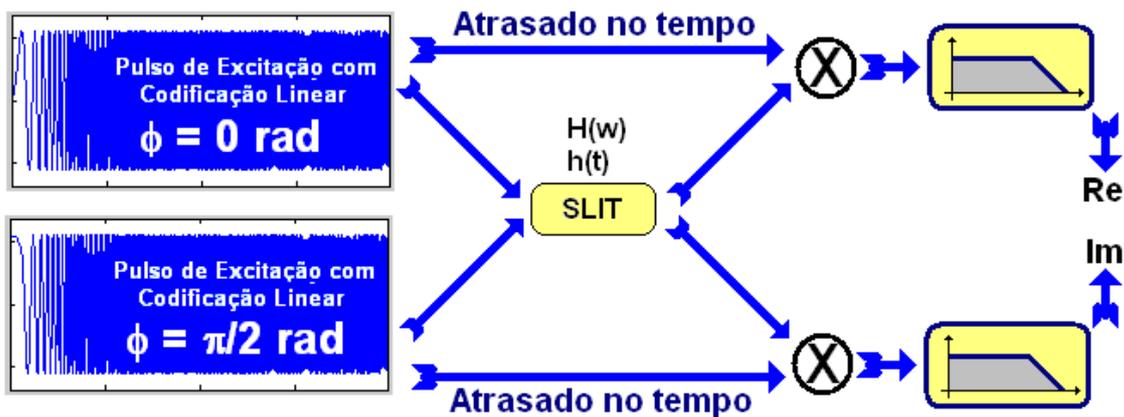


FIGURA 67. Esquema da aplicação da técnica TDS em um Sistema Linear Invariante no Tempo (SLIT), com Resposta em Frequência $H(\omega)$ e Resposta Impulsiva $h(t)$.

O sinal resultante dessa operação é a varredura convoluída com a resposta impulsiva do SLIT, sendo que o sinal gerado terá sofrido um atraso (*delay*, em inglês) no tempo devido ao caminho percorrido pelo sinal de ultra-som. A Figura 68 apresenta os sinais no tempo, isto é, a varredura linear e sinal resultante da convolução com uma

resposta impulsiva de um sistema hipotético (simulado), arbitrariamente projetada para ter espectro não uniforme.

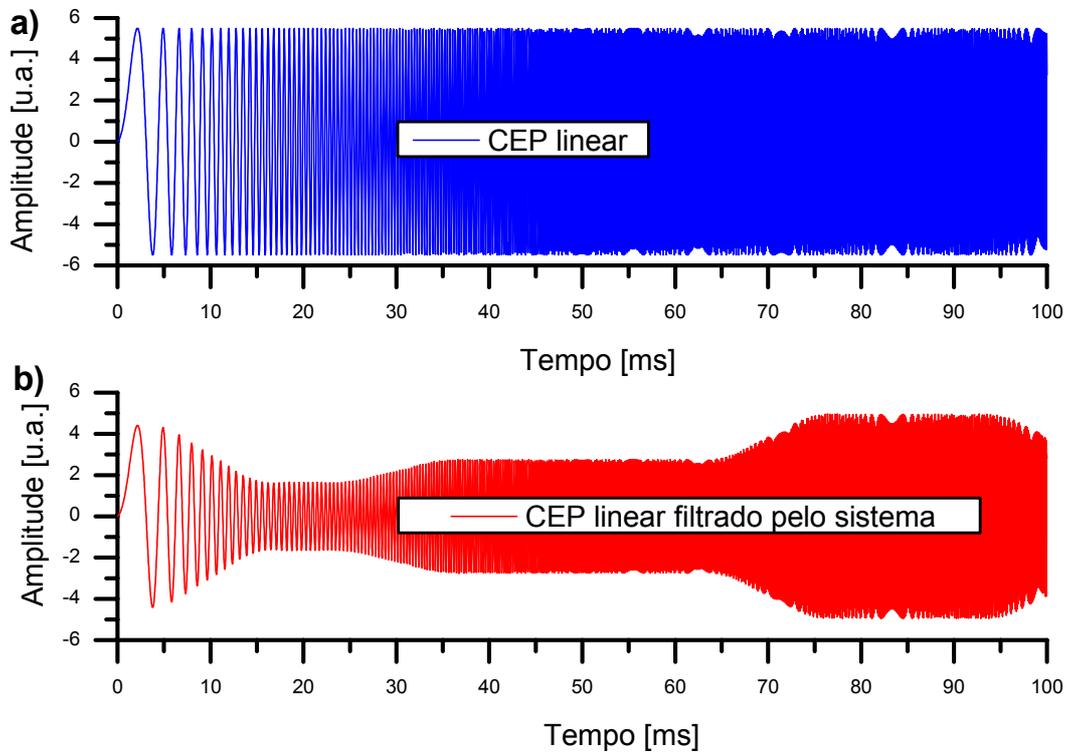


FIGURA 68. Sinais no domínio do tempo: a) Varredura linear; b) Sinal filtrado (convoluído) pela resposta impulsiva simulada de um sistema hipotético.

Em seguida o sinal obtido (convoluído) deve ser multiplicado pelo sinal original (varredura linear), sendo que o sinal original é atrasado um tempo igual (ou próximo) do atraso físico real do sinal convoluído. A multiplicação do sinal convoluído com o original irá gerar a parte real da Resposta em Frequência (RF), e a multiplicação por um sinal defasado 90° do original, construído de forma idêntica, resultará na parte imaginária da RF. Com esse artifício, as frequências instantâneas dos sinais multiplicados serão bem próximas, ou exatamente idênticas se o atraso imposto for igual ao atraso real. A multiplicação de dois senos com frequências próximas e mesma amplitude são dois cossenos, um com a frequência igual à diferença entre as frequências dos senos e o outro cuja frequência é a soma delas. A Figura 69 ilustra essa operação trigonométrica.

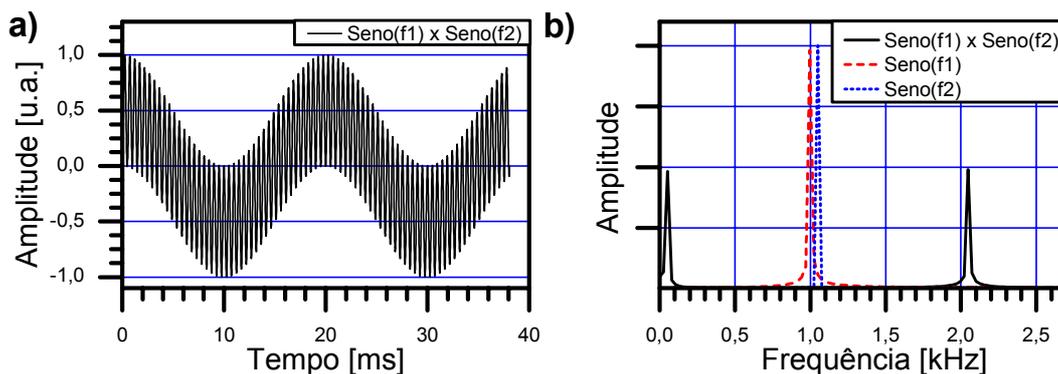


FIGURA 69. Resultado da multiplicação de dois senos: a) representação do sinal resultante no tempo; b) mesmo sinal representado em frequência.

Em seguida a técnica TDS prevê que o sinal resultante da multiplicação seja filtrado para excluir os componentes de alta frequência. A frequência de corte deve ser superior a diferença entre das frequências originais e, mais crítico, inferior a soma das frequências. Isso pode ser razoavelmente crítico para baixas frequências, uma vez que a soma pode ser ainda bastante baixa e, em consequência, contaminar o sinal filtrado. A Figura 70 mostra o efeito de uma filtragem inadequada na curva mais abaixo no gráfico. Ela apresenta oscilações em baixa frequência que não podem ser evitadas na técnica TDS.

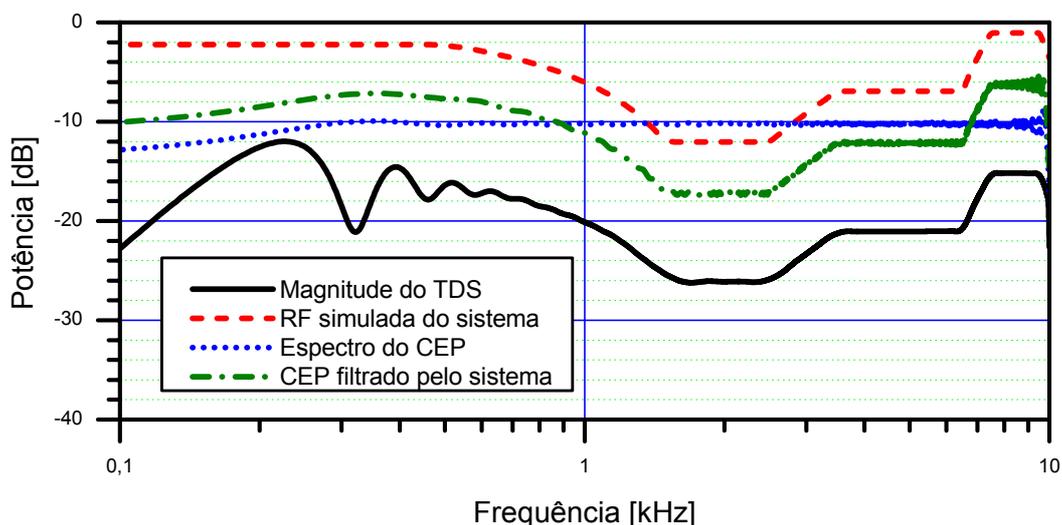


FIGURA 70. Simulação da obtenção da Resposta em Frequência de um sistema hipotético utilizando TDS.

Considerando que a técnica foi empregada com sucesso, o sinal após a filtragem “passa-baixa” terá seu eixo de tempo proporcional ao eixo de frequência, já que a

variação da frequência do seno original com o tempo é conhecida, e a amplitude proporcional à RF do SLIT. No caso de calibração de hidrofones, o SLIT é, na verdade, a soma das RF de todo o sistema (gerador, amplificador, cabos, transdutor caminho acústico e sistema de aquisição do sinal). Na prática, as RF de todos esses componentes podem ser identificadas separadamente e compensadas na calibração do hidrofone.

Uma consequência importante da filtragem do sinal é a eliminação das reflexões, embora essa eliminação não seja controlada por quem aplica a técnica. Mas, no caso ideal em que a teoria por trás da técnica é empiricamente atendida, a calibração por TDS acontece em um ambiente anecóico simulado.

O TDS pode ser utilizado em conjunto com o princípio da reciprocidade, mas os cuidados com a montagem experimental não tornam a técnica atrativa. De uso mais comum é utilizar o TDS como um método por comparação, utilizando um padrão de transferência na determinação da sensibilidade do hidrofone a ser calibrado [60].

Segundo a norma IEC 62092, as incertezas tipicamente obtidas calibrando hidrofones utilizando TDS são de $\pm 7\%$ (0,7 dB) até 5 MHz e de $\pm 14\%$ (1,1 dB) até 30 MHz.

Técnica da Propagação Não Linear ou da Geração de Harmônicos

Um dos efeitos físicos bastante explorados da onda ultra-sônica é a geração de harmônicos (frequências múltiplas da fundamental) quando a propagação se dá em meio líquido. Isso acontece uma vez que as amplitudes das ondas ultra-sônicas na água (em tecidos biológicos também) são, em geral, grandes o suficiente para que efeitos não lineares tenham influência significativa na propagação da onda, não podendo ser desprezados, quer seja teórica ou experimentalmente. Esse fenômeno acontece após a propagação por apenas alguns poucos comprimentos de onda, sendo mais evidente nas regiões após o foco do transdutor [75]. A não linearidade faz com que um trem de ondas contendo alguns ciclos de um seno perfeito (tom puro) rapidamente deforme seu perfil, resultando em uma onda que tende a uma onda tipo dente de serra, conforme ilustrado na Figura 71. A origem da observação desse fenômeno se deu no estudo da propagação do ultra-som em tecidos biológicos, sendo que a partir da década de 1980 o NPL investiu em pesquisa para desenvolver a técnica para calibrar hidrofones. Atualmente, essa técnica é recomendada para calibração em até 40 MHz, conforme consta no Anexo E (informativo) da IEC 62092.

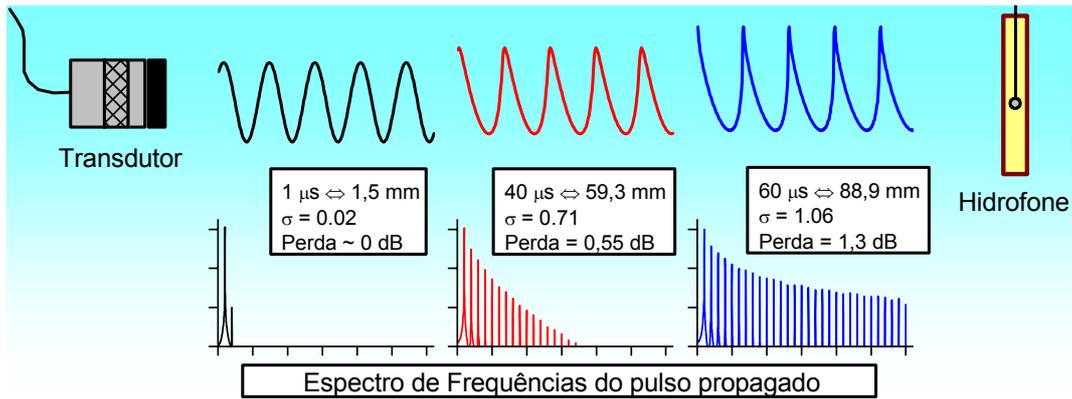


FIGURA 71. Ilustração do comportamento de uma onda ultra-sônica se propagando na água. A perda ilustrada é de energia da fundamental para formação dos harmônicos. O parâmetro σ diz respeito ao grau de distorção da onda, segundo definição de [79] e [87].

Originalmente, o espectro da onda exemplificada na figura anterior continha apenas energia na frequência fundamental da senóide, mas após parte da energia ser transferida para os harmônicos, o espectro fica discretamente distribuído em uma banda mais larga. A banda final pode facilmente ter a largura de até 40 vezes a frequência fundamental [95]. Com isso, é possível emitir um único tom puro e sensibilizar o hidrofone com energia em até 40 harmônicos dessa frequência. A economia de tempo no emprego dessa técnica é considerável. A Figura 72 mostra uma forma da onda real após a geração dos harmônicos, tanto no tempo (a) quanto em frequência (b).

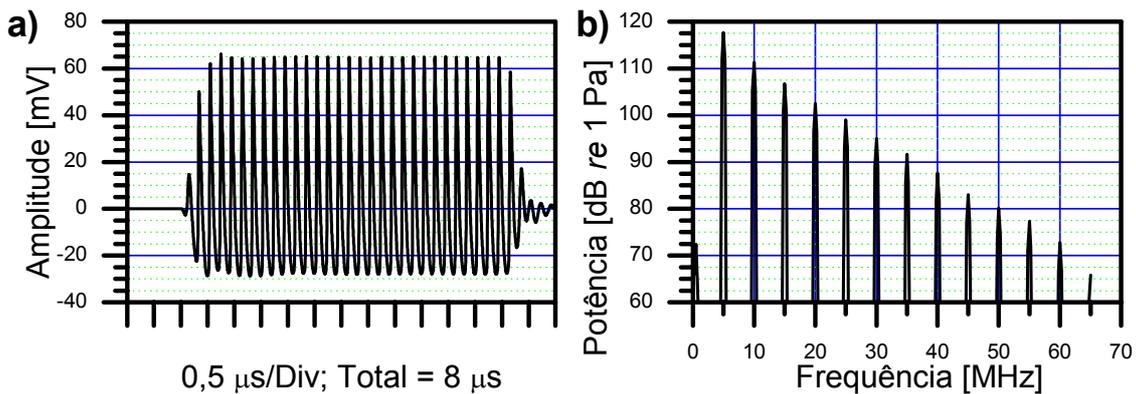


FIGURA 72. Onda ultra-sônica após a geração de harmônicos por propagação na água: a) forma de onda no tempo; b) espectro de frequência da onda representada em a).

Segundo [95], as incertezas tipicamente obtidas calibrando hidrofones utilizando a técnica da Propagação Não Linear são de $\pm 8\%$ (0,7 dB) até 15 MHz.

Comparação entre as técnicas apresentadas

A Tabela 13 mostra um resumo das principais características das técnicas de calibração de hidrofone discutidas neste texto.

TABELA 13. Comparação entre as técnicas de calibração de hidrofones disponíveis nos principais NMI do mundo.

Técnica	Incerteza típica (95%)	Frequência máxima (usualmente praticada)	Método
Reciprocidade	$\pm 19\%$ (1,5 dB) até 15 MHz	15 MHz	Absoluto
Varredura Plana	$\pm 6\%$ (0,5 dB) até 5 MHz $\pm 18\%$ (1,4 dB) até 15 MHz	15 MHz	Absoluto ou Comparação
Interferometria	$\pm 4\%$ (0,3 dB) até 15 MHz $\pm 15\%$ (1,2 dB) até 70 MHz	60 MHz (PTB) 70 MHz (NPL)	Absoluto
TDS	$\pm 7\%$ (0,7 dB) até 5 MHz $\pm 14\%$ (1,1 dB) até 30 MHz	40 MHz	Absoluto ou Comparação
Propagação Não Linear	$\pm 8\%$ (0,7 dB) até 15 MHz	40 MHz	Comparação

Vale uma observação quanto às incertezas descritas na Tabela 13. As duas primeiras técnicas apresentadas (Reciprocidade e Varredura Plana) trazem as maiores incertezas, mesmo se comparadas com uma técnica sabidamente suscetível a dificuldades experimentais na sua realização, a da Propagação Não Linear (conforme explicado no Anexo E da IEC 62092). Já as demais técnicas (Interferometria e TDS) parecem ser bem mais precisas do que todas as outras. Embora isso possa ser verdade, não é possível garantir que as diferenças sejam tão expressivas quanto apresentadas aqui. A explicação para esse fato é bastante simples. As fontes de onde foram obtidas as informações não foram sempre da mesma natureza. Enquanto as duas primeiras técnicas são explicitamente normalizadas, respectivamente nas IEC 60866 e IEC 61101, as demais são apenas citadas em anexos informativos da IEC 62092. As referências das quais foram extraídas as incertezas relatadas para as três últimas técnicas são artigos científicos. Em geral, em um artigo científico se relata a incerteza obtida com o conjunto de equipamentos e a infra-estrutura disponível no laboratório que realizou a pesquisa. Já em uma norma internacional, o cuidado ao relatar uma incerteza é diferente, sendo necessário considerar, ou ao menos estimar, a influência na composição da incerteza que diversos tipos de configurações diferentes poderiam impingir no resultado final, mesmo para um único procedimento experimental. Com isso, via de

regra, a incerteza relatada em uma norma é superestimada, ou seja, é a máxima incerteza que se espera encontrar caso a técnica seja seguida, independente da infraestrutura e equipamentos disponíveis (desde que atendam a pré-requisitos mínimos, geralmente descritos na norma). Na prática, para um determinado laboratório que domine a aplicação de uma técnica específica, fatalmente a incerteza obtida será menor do que a mencionada na respectiva norma. Esse cuidado tem que ser tomado na análise das informações da Tabela 13.

Comentários finais

Foram apresentadas as principais técnicas utilizadas na calibração de hidrofones. Seus aspectos metrológicos mais importantes, como incertezas e banda de frequências em que se aplicam, foram discutidos. Com esse documento, espera-se que os usuários brasileiros de metrologia na área de ultra-som, particularmente universidades e laboratórios secundários credenciados, possam escolher apropriadamente a técnica que mais se adequa as suas necessidades.

Vale ressaltar que apesar das técnicas serem bem estabelecidas entre os laboratórios de metrologia, outras vêm se mostrando adequadas ao desenvolvimento científico na área de calibração de hidrofones. Apesar da evidenciada confiabilidade metrológica que as técnicas de calibração de hidrofones dispõem, a ciência não pode se acomodar diante de um quadro aparentemente estável de conhecimento tecnológico, principalmente porque novas técnicas são constantemente desenvolvidas em outras áreas de conhecimento. Um exemplo que ilustra bem essa afirmação é a técnica de TDS, inicialmente desenvolvida para atender a uma demanda existente em acústica de salas e que foi adaptada com sucesso para faixas de frequências mais altas. Hoje em dia é uma técnica que apresenta boa aceitação entre os laboratórios de calibração de hidrofone por permitir minimizar problemas de reflexão da onda ultra-sônica mesmo em tanques sem absorção adequada em suas paredes. A calibração por Interferometria a laser também foi derivada de estudos de outra área do conhecimento em metrologia, e tem uma gama de aplicações considerável. A busca por novas tecnologias deve ser permanente para garantir o constante aprimoramento do conhecimento científico e sua difusão.

APÊNDICE B – Listagem dos programas em MatLab.

Analisa_Ftr_Crista.m – Análise de fator de crista de sinais de excitação.

```
*****
% Analise de Fator de Crista de sinais de excitação
% "Analisa_Ftr_Crista.m"
% Ultima atualização: 08/Abr/2005
% (c) 2004-2005 Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Felix
%*****

Npts = 2^12;
NFFT = 256;
Fam = 10e6;
EixoT = (0:(Npts - 1))/Fam;
EixoF = [0:(Fam/(Npts - 1)):(Fam/2)];
Fc = Fam/256;

%*** Analisando o Fator de Crista
OndaQuad = square(2*pi*Fc*EixoT);
VrmsOQ = sqrt(sum(OndaQuad.^2)/length(OndaQuad));
FC_Q = 20*log10(1/VrmsOQ);

OndaTri = sawtooth(2*pi*Fc*EixoT);
VrmsOT = sqrt(sum(OndaTri.^2)/length(OndaTri));
FC_T = 20*log10(1/VrmsOT);

OndaSen = sin(2*pi*Fc*EixoT);
VrmsOS = sqrt(sum(OndaSen.^2)/length(OndaSen));
FC_S = 20*log10(1/VrmsOS);

figure(1)
plot(EixoT, OndaQuad, 'b')
hold on
plot(EixoT, OndaTri, 'r')
plot(EixoT, OndaSen, 'g')
hold off
legend(sprintf('Onda Quadrada: FtCrt = %4.2f dB', FC_Q), ...
        sprintf('Onda Triangular: FtCrt = %4.2f dB', FC_T), ...
        sprintf('Senóide: FtCrt = %4.2f dB', FC_S));

FC_Rd = [];

for nLoop1 = 1:10000
    RdoBrc = rand(1, 1000);
    VrmsRdo = sqrt(sum(RdoBrc.^2)/length(RdoBrc));
    FC_Rd = [FC_Rd 20*log10(1/VrmsRdo)];
end

[N, X] = hist(FC_Rd, 25);
N_Porc = 100*N/length(FC_Rd);

figure(2)
bar(X, N_Porc, 'r');
legend(sprintf('Ruido Branco: FtCrt = %4.2f dB', mean(FC_Rd)));
axis([mean(FC_Rd)*0.8 mean(FC_Rd)*1.2 0 max(N_Porc)*1.1]);
xlabel('Fator de Crista (dB)')
ylabel('Ocorrencia (%)');
title('Histograma do Fator de Crista do Ruído Branco')

VarSalvar = [X' N'];
save Ft_RdoBrc.dat VarSalvar -ascii -tabs
```

Autocorrela.m – Compara autocorrelação e deconvolução como processamentos para comprimir um CEP.

```
*****
% Compara "autocorrelação" e "deconvolução" como processamentos para
% comprimir um pulso de excitação codificado (chirp, ou sweep)
```

```

% "Autocorrela.m"
% Ultima atualizaçao: 10/Abr/2005
% (c) 2004-2005 Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Felix
%*****

clc; warning off;
Fam = 10e6;
Fmax = Fam/3;
Tfin = 500e-6;
TB = Tfin*Fam/3;
EixoT = [0:1/Fam:Tfin];
S = chirp(EixoT, 0, Tfin, Fmax);
FreqPass = [0.2 0.5];
[B, A] = butter(1, FreqPass);
[H, W] = freqz(B, A, 1000);
Flt_S = filter(B, A, S);
ImpResp = filter(B, A, [zeros(1, 49) 2*TB zeros(1, 50)]);
AC_S = xcorr(S, S)/2;
CC_S = xcorr(Flt_S, S);
FS_S = fft(S);
FS_Flt_S = fft(Flt_S);
Dec_S = real(ifft(fft(Flt_S)./fft(S)));
Plot_ACS = AC_S((length(AC_S)/2 - 50):(length(AC_S)/2 + 50));
Plot_CCS = CC_S((length(CC_S)/2 - 50):(length(CC_S)/2 + 50));
Plot_Dec_S = 2*TB*[Dec_S((length(Dec_S) - 49):length(Dec_S)) Dec_S(1:51)];

figure(1);
set(gcf, 'color', 'white');
set(gcf, 'Position', [5 5 950 700])

subplot(3, 2, 1);
plot(EixoT*1e6, S);
xlabel('Tempo [us]', 'fontsize', 14);
ylabel('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);
title('CHIRP LINEAR', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
axis([0 Tfin*1e6 -1.1 1.1]);

subplot(3, 2, 2);
plot(W*Fam/(2e6*pi), H);
xlabel('Frequência [MHz]', 'fontsize', 14);
ylabel('Amplitude do filtro', 'fontsize', 14);
title('SINAL E SINAL FILTRADO', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);

subplot(3, 2, 3);
specgram(S, 256, Fam/1e6);
xlabel('Tempo [us]', 'fontsize', 14);
ylabel('Frequência [MHz]', 'fontsize', 14);

subplot(3, 2, 4);
plot(EixoT*1e6, Flt_S);
xlabel('Tempo [us]', 'fontsize', 14);
ylabel('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);
axis([0 Tfin*1e6 -1.1 1.1]);

subplot(3, 1, 3)
plot([Plot_ACS Plot_CCS Plot_Dec_S ImpResp], 'k');
hold on;
plot([Plot_ACS Plot_CCS Plot_Dec_S], 'm');
plot([Plot_ACS Plot_CCS], 'b');
plot([Plot_ACS], 'r');
axis([0 400 -TB TB]);
set(gca, 'xtick', [50 150 250 350], 'fontsize', 12, 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'xticklabel', ' ')
set(gca, 'ytick', [0])
set(gca, 'xticklabel', [' AUTO-CORRELAÇÃO '; 'CORRELAÇÃO CRUZADA'; ' DECONVOLUÇÃO
'; 'RESPOSTA IMPULSIVA'])
set(gca, 'yticklabel', ' ')
ylabel('Amplitudes', 'fontsize', 14)
hold off;

```

CEP_AMag.m – Cria um CEP com magnitude espectral arbitrária.

```

function [CEP, EixoT, AtrGrupo, RF_REF] = CEP_AMag(EspCEP, Fam, Fade)
%*****

```

```

% Cria um CEP (Coded Excitation Pulse, ou varadura de senos ultra-sonica, tambem chamado
% de chirp) com duracao (em pontos) igual ao dobro do comprimento de EspCEP, que e' o
% espectro de frequencias do CEP a ser criado, ate a frequencia Fam/2.
%
% Copyright 2003-2005 - Rodrigo P.B. Costa-Felix
% Versão 1.8 - Abr/2005
%*****
% Os seguintes parametros devem ser informados na linha de comando:
%
% EspCEP    -> espectro de frequencias do CEP
% Fam       -> frequencia de amostragem tanto de EspCEP quanto do CEP gerado
% Fade      -> porcentagem da duracao do CEP a ser deixado livre nas extremidades
%
% Retorno da funcao:
% CEP      -> vetor com Npts dados contendo o CEP
% EixoT    -> eixo de tempo para o CEP
% AtrGrupo -> vetor com o atraso de grupo do CEP
% RF_REF   -> vetor com o espectro complexo de referencia do CEP
%*****

%*****
% Parte Zero (caso nao sejam informados os parametros de entrada)
%*****

if nargin == 0
    Fam = 22050;           % frequencia de amostragem, em Hz
    Fade = 10;            % porcentagem da fade in e fade out
do CEP
    TSin = 1;             % duracao aproximada (no minimo) do
CEP, em segundos
    Npts = 2^ceil(log2(Fam*TSin))/2; % numero de pontos do CEP (potencia
de 2 imediatamente acima)
    VMin = -20;           % valor minimo de EspCEP, em dB
    [EspCEP, Coef_Ftr, EixoF] = RF_Sist(0, Fam, Npts, 1.1, Fam/4, VMin, 128); % cria um
CEP com espectro gaussiano
% [EspCEP, Coef_Ftr, EixoF] = RF_Sist(1, Fam, Npts, 0, 0, VMin, 128); % cria um
CEP linear
% [EspCEP, Coef_Ftr, EixoF] = RF_Sist(2, Fam, Npts, 0, 0, -20, 128); % cria um
CEP logaritmico
end

%*****
% Primeira Parte - Definicao das variaveis deste programa
%*****

PorcFade = 1 - Fade/100; % porcentagem da duracao do CEP, sem fade in
e fade out
Npts = length(EspCEP); % numero de pontos da RF ate Fam, igual ao
numero de pontos do CEP
TReal = PorcFade*2*Npts/Fam; % duracao real do CEP, em segundos
DeltaF = Fam/(2*(Npts - 1)); % resolucao em frequencia
EixoT = [0:(TReal/(2*Npts - 1)):TReal]; % eixo de tempo para o sinal
EixoF = [0:DeltaF:(Fam/2)]; % eixo de frequencias para o sinal
Fase = zeros(1, Npts); % vetor que ira armazenar a fase do CEP
AtrGrupo = zeros(1, Npts); % vetor que ira armazenar o atraso de grupo
DifFase = zeros(1, Npts); % vetor que ira armazenar as diferencas
entre as fases
DeltaP = (sum(EspCEP.^2))/TReal; % constante utilizada para criar o atraso de
grupo

%*****
% Segunda Parte - Construcao do atraso de grupo a partir da RF arbitraria
%*****

AtrGrpN = TReal*(1 - PorcFade)/2;
FaseN = 0;

for nLoop1 = 1:(Npts)
    AtrGrpN = AtrGrpN + (EspCEP(nLoop1)^2)/DeltaP;
    FaseN = FaseN - AtrGrpN*(2*pi*DeltaF);
    DifFase(nLoop1) = FaseN - Fase(nLoop1);
    Fase(nLoop1) = FaseN;
    AtrGrupo(nLoop1) = AtrGrpN;
end

RFCplx = EspCEP.*exp(i*Fase);

```

```

RFCplx(1) = 0;
RFCplxConj = conj(RFCplx);
RFCplxTot = [RFCplx 0 RFCplxConj(NPts:-1:2)];
CEP = real(iff(RFCplxTot));

RF_REF = 1./RFCplxTot;
RF_REF(1) = 0;
RF_REF(NPts + 1) = 0;

if nargin == 0

%*****
% Terceira Parte - Plotagem dos resultados (apenas se nao houver entrada de
argumentos)
%*****

EixoF = EixoF(1:NPts);

close all;

figure(1);
set(gcf, 'color', 'white');
set(gcf, 'Position', [1 1 800 532]);

subplot(2, 2, 1);
plot(EixoF, 20*log10(EspCEP));
axis([0 Fam/2 (VMin - 5) 0.1]);
grid on;
title('Densidade Espectral de Potencia (dB)', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red',
'fontsize', 20);
xlabel('Frequencia [Hz]', 'fontsize', 14);
ylabel('Potencia [dB]', 'fontsize', 14);

subplot(2, 2, 2);
plot(EixoT, 1000*CEP);
axis([0 TReal 1050*min(CEP) 1050*max(CEP)]);
title('Varredura de senos', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
xlabel('Tempo [s]', 'fontsize', 14);
ylabel('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);

subplot(2, 2, 3);
plot(EixoF, AtrGrupo);
axis([0 Fam/2 0 1.1*TReal]);
title('Atraso de Grupo', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
ylabel('Atraso de Grupo [s]', 'fontsize', 14);
xlabel('Frequencia [Hz]', 'fontsize', 14);

subplot(2, 2, 4);
specgram(CEP, 512, Fam);
title('Espectrograma do CEP', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
xlabel('Tempo [s]', 'fontsize', 14);
ylabel('Frequencia [Hz]', 'fontsize', 14);

if Fam <= 44100
    wavplay(0.9*CEP/max(CEP), Fam);
else
    wavplay(0.9*CEP/max(CEP));
end

CEP = 0;
EixoT = 0;
AtrGrupo = 0;
end

```

Compara_excitacao.m – Comparação entre sinais de excitação.

```

%*****
% Comparação entre sinais de excitação
% "Compara_excitacao.m"
% Ultima atualização: 08/Abr/2005
% (c) 2004-2005 Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Felix
%*****

```

```

NPts = 2^14;
NFFT = 256;
Fam = 10e6;
EixoT = (0:(NPts - 1))/Fam;
EixoF = [0:(Fam/(NPts - 1)):(Fam/2)];

%*** Criando um ruido branco
figure(1)
set(1, 'color', 'white');

RdoBrc = rand(1, NPts) - 0.5;
[Rdo_F, PWF] = pwelch(RdoBrc, [], [], NFFT, Fam);

subplot (4, 3, 1)
plot(EixoT*1000, RdoBrc, 'g');
axis([0 1000*NPts/Fam -0.55 0.55]);
ylabel ('RUÍDO BRANCO', 'fontsize', 14, 'fontweight', 'bold');
title('SINAL NO TEMPO', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);

subplot (4, 3, 2)
plot(PWF/1e6, 10.^(Rdo_F/20), 'g');
axis([0 Fam/2e6 0 1.1]);
ylabel ('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);
title('PSD', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);

subplot (4, 3, 3)
specgram(RdoBrc, NFFT, Fam/1e3);
xlabel(' ');
ylabel(' ');
ylabel ('Frequencia [kHz]', 'fontsize', 14);
title('ESPECTOGRAMA', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);

%*** Criando um impulso
Impulso = [zeros(1, NPts/10) 1 zeros(1, 9*NPts/10)];
%Imp_F = fft(Impulso);
[Imp_F, PWF] = pwelch(Impulso, [], [], NFFT, Fam);

subplot (4, 3, 4)
plot(EixoT*1000, Impulso, 'r');
axis([0 1000*NPts/Fam 0 1.1]);
ylabel ('IMPULSO', 'fontsize', 14, 'fontweight', 'bold');

subplot (4, 3, 5)
%plot(EixoF/1e6, abs(Imp_F(1:(NPts/2))), 'r');
plot(PWF/1e6, 10.^(Imp_F/20), 'r');
axis([0 Fam/2e6 0 1.1]);
ylabel ('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);

subplot (4, 3, 6)
specgram(Impulso, NFFT, Fam/1e3);
xlabel(' ');
ylabel(' ');
ylabel ('Frequencia [kHz]', 'fontsize', 14);

%*** Criando um tom puro
TomPuro = sin(2*pi*3e6*EixoT)/2;
Sen_F = fft(TomPuro);
%[Sen_F, PWF] = pwelch(TomPuro, [], [], NFFT, Fam);

subplot (4, 3, 7)
plot(EixoT*1000, TomPuro, 'm');
axis([0 1000*NPts/Fam -0.55 0.55]);
ylabel ('SENÓIDE', 'fontsize', 14, 'fontweight', 'bold');

subplot (4, 3, 8)
plot(EixoF/1e6, 4*abs(Sen_F(1:(NPts/2)))/NPts, 'm');
%plot(PWF/1e6, 10.^(Sen_F/20), 'm');
axis([0 Fam/2e6 0 1.1]);
%axis([0 Fam/2e6 0 4000]);
ylabel ('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);

subplot (4, 3, 9)
specgram(TomPuro, NFFT, Fam/1e3);
xlabel(' ');
ylabel(' ');
ylabel ('Frequencia [kHz]', 'fontsize', 14);

```

```

%*** Criando uma varredura de senos
VarSen = [zeros(1, 0.1*Npts) chirp(EixoT([(0.1*Npts):(0.9*Npts)]), Fam/50,
EixoT(Npts*0.9), 19*Fam/40) zeros(1, 0.1*Npts)]/2;
%Var_F = fft(VarSen);
[Var_F, PWF] = pwelch(VarSen, [], [], NFFT, Fam);

subplot (4, 3, 10)
plot(EixoT*1000, VarSen);
axis([0 1000*Npts/Fam -0.55 0.55]);
xlabel('Tempo [ms]', 'fontsize', 14);
ylabel ('VARREDURA', 'fontsize', 14, 'fontweight', 'bold');

subplot (4, 3, 11)
%plot(EixoF/1e6, abs(Var_F(1:(Npts/2))));
plot(PWF/1e6, 10.^(Var_F/20), 'b');
%axis([0 Fam/2e6 20 55]);
axis([0 Fam/2e6 0 1.1]);
xlabel('Frequência [MHz]', 'fontsize', 14);
ylabel ('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);

subplot (4, 3, 12)
spectrogram(VarSen, NFFT, Fam/1e3);
xlabel('Tempo [ms]', 'fontsize', 14);
ylabel ('Frequência [kHz]', 'fontsize', 14);

```

Equal_PotTx.m – Rotina para utilizar a função CEP_AMag.

```

function Equal_PotTx(Fam, FqMax, FqMin, FQ, FC, TSin, VMin, VMax, vNomeArq)

%*****
% Rotina para utilizar a função CEP_AMag que constroi uma varredura para compensar
% uma resposta em frequencia pre-determinada. Sao utilizadas outras rotinas para
% criar a RF do sistema cuja saida se pretenda equalizar.
%
% Copyright 2003-2005 - Rodrigo P.B. Costa-Félix
% Versão 1.5 - Abr/2005
%*****7*****
% Parametros que podem ser informados para esta função:
% Fam      -> frequencia de amostragem do sinal (em Hz)
% FqMin    -> menor frequencia de interesse (em Hz)
% FqMax    -> maior frequencia de interesse (em Hz)
% FQ       -> fator de qualidade (50% da potencia) do sistema
% FC       -> frequencia central do sistema, em Hz
% TSin     -> tempo minimo de duracao do CEP (em segundos)
% VMin     -> valor minimo, em dB, da RF do sistema
% VMax     -> valor maximo, em dB, da RF do sistema
% vNomeArq -> 'string' com o nome do arquivos no qual serao armazenados os resultados
%
% Retorno da função:
%      ????      -> ???
%*****
% Este programa faz uso das seguintes rotinas UDF:
%
% [RFSist, CoefFIR, EixoF] = RF_Sist(IdTipo, Fam, Npts, FatorQ, FrqCent, VMin, NptsFtr)
% Onde:
% IdTipo -> tipo de curva
%      0: curva gaussiana (default)
%      1: espectro plano (ruído branco)
%      2: espectro logaritmico (ruído rosa)
% Fam     -> frequencia de amostragem do sinal (em Hz)
% Npts    -> numero de pontos da RF (ate Fam)
% FatorQ  -> fator de qualidade da curva, i.e, potencia cai para metade e  $Q = f_0/(f_2 - f_1)$ 
% FrqCent -> frequencia central (ressonancia =  $f_0$ )
% VMin    -> valor minimo, em dB, da RF do sistema
% NptsFtr -> numero de pontos (coeficientes) do filtro FIR gerado
%
% Retorno da função:
% RFSist  -> resposta em frequencias do ssistema (de 0 ate Fam/2)
% CoefFIR -> coeficientes do filtro FIR
% EixoF   -> eixo de frequencias para a RF do sistema (0 ate Fam/2)
%
% [CEP, EixoT, AtrGrupo, RFC_CEP] = CEP_AMag(EspCEP, Fam, Fade)
% Onde:
% EspCEP  -> espectro de frequencias do CEP

```

```

% Fam      -> frequencia de amostragem tanto de EspCEP quanto do CEP gerado
% Fade     -> porcentagem da duracao do CEP a ser deixado livre nas extremidades
% Retorno da funcao:
% CEP      -> vetor com NPts dados contendo o CEP
% EixoT    -> eixo de tempo para o CEP
% AtrGrupo -> vetor com o atraso de grupo do CEP
% RFC_REF  -> vetor com o espectro complexo de referencia do CEP
%
% PlotaRF(hFig, vF, vRF, vTitulo, vEixo, dB)
% Onde:
% hFig     -> 'handle' para a figura que sera criada
% vF       -> eixo de frequencias (eixo horizontal)
% vRF      -> eixo de amplitudes (eixo vertical)
% vTitulo  -> texto para o titulo do grafico
% vEixo    -> limites do eixo de frequencias e de amplitudes
% dB       -> se dB = 1, os valores sao informados em dB
%*****

clc;
close all;

%*****
% Primeira Parte - Definicao das variaveis deste programa
%*****

if nargin == 0
    Fam = 22050;           % frequencia de amostragem, em Hz
    FqMax = 11000;        % maior frequencia de interesse, em Hz
    FqMin = 100;          % menor frequencia de interesse, em Hz
    FQ = 0.9;             % fator de qualidade (50% da potencia) do Tx
    FC = 5500;            % frequencia central do Tx, em Hz
    TSin = 2;             % duracao aproximada (no minimo) do CEP, em
segundos
    VMin = -30;           % valor minimo, em dB, da RF do sistema (em
potencia)
    VMax = 0;             % valor maximo, em dB, da RF do sistema (em
potencia)
end

if (nargin == 0) | (nargin ~= 9)
    vNomeArq = '';
end

Fade = 10;               % porcentagem de "fade in" e "fade out" do
CEP
NPts = 2^ceil(log2(Fam*TSin)); % numero de pontos do CEP (potencia de 2
imediatamente acima)
TReal = NPts/Fam;        % duracao real do CEP, em segundos
NPtFtr = 128;           % numero de pontos do filtro FIR com a RF a
ser compensada
vExTx = [0 FqMax 1.1*VMin 0.1]; % limites para o eixo das RF dos sistema
plotadas (funcao PlotaRF)
hFig = 1;                % plota os graficos de RF na figura 1 (funcao
PlotaRF)
dB = 1;                  % amplitudes das RF em dB (funcao PlotaRF)
IdTipo = 0;              % RF tipo curva gaussiana para o Tx
                        % define um eixo util de frequencias, isto e,
entre FqMin e FqMax
EixoUtil = [(floor(NPts*FqMin/Fam):(ceil(NPts*FqMax/Fam)))]];

if EixoUtil(1) == 0
    EixoUtil = EixoUtil(2:length(EixoUtil));
end

PosBF = min(EixoUtil);   % posicao na RF com frequencia inferior a
FqMin
PosAF = max(EixoUtil);   % posicao na RF com frequencia superior a
FqMax

%*****
% Segunda parte - Determinacao da Resposta em Frequencia de um sistema (Tx) com
% caracteristicas pre-definidas. A RF e normalizada para ganho maximo de VMax, em dB.
% Para ganhos inferiores a VMin, a RF e truncada para 0 dB. As amplitudes da RF nas
% frequencias abaixo de FqMin e acima de FqMax tambem sao truncadas para o valor de 0
dB.
%*****
% Funcao utilizada: [RFSist, CoefFIR, EixoF] = RF Sist(IdTipo, Fam, NPts, FatorQ,

```

```

FrqCent, VMin, NPtsFtr)
%*****

clc
disp(sprintf('Nome do arquivo: %s', vNomeArq));
disp(sprintf('FQ = %3.1f; FC = %4e Hz; TSin = %3.1f ms', FQ, FC, TSin*1000)); disp('
');
disp('Determina a RF do Tx');
[RespF_Tx, Cf_Tx, EixoF] = RF_Sist(IdTipo, Fam, NPts, FQ, FC, VMin, NPtFtr);
RespF_Tx_Org = RespF_Tx;
RespF_Tx = RespF_Tx*(10^(VMax/20)); % acrescenta VMax a RF do sistema Tx
RespF_Tx(1:PosBF) = 1; % atenua as Baixas Frequencias
RespF_Tx(PosAF:(NPts/2)) = 1; % atenua as Altas Frequencias

for nLoop = 1:NPts/2 % trunca as amplitudes inferiores
para 0 dB
if (RespF_Tx(nLoop) <= 10^((VMin + VMax)/20))
RespF_Tx(nLoop) = 1;
end
end

RF_CEP = 1./RespF_Tx; % inverte a RF combinada e
normalizada

disp('Projeta um filtro FIR para simular a RF do Tx');
RF_CfFlt = abs(fft(Cf_Tx)); % RF obtida com o filtro FIR
RF_CfFlt = RF_CfFlt(1:NPtFtr/2);

%*****
% Terceira parte - Cria um CEP para compensar as RF do Tx, e em seguida convolui o
% CEP com os coeficientes do filtro gerado a partir da RF criada.
%*****
% Função utilizada: [CEP, EixoT, AtrGrupo, RFC_REF] = CEP_AMag(FTDUT, Fam, Fade)
%*****

disp('Cria o CEP-AMag');
[CEP, ExT, AG, RFC_REF] = CEP_AMag(RF_CEP, Fam, Fade); % cria o sinal
(CEP-AMag)
FatCrista = 20*log10(max(abs(CEP))/sqrt(mean(CEP.^2)));
disp(sprintf('*** Fator de Crista = %4.2f dB ***', FatCrista));
disp('Filtra o CEP com o filtro FIR gerado para simular a RF do Tx');
SinFilt = filter2(Cf_Tx, CEP); % filtra o CEP
RF_Comp = abs(fft(SinFilt)); % determina a RF compensada
(filtrada)
RF_dB = 20*log10(RF_Comp(1:NPts/2)); % RF compensada em dB
RespF_Tx_dB = 20*log10(abs(interp(RF_CfFlt, NPts/NPtFtr))); % RF do filtro em dB,
interpolada para ter NPts

if nargin == 0

%*****
% Quarta parte - Plota os resultados (Espectros, CEP e filtragem)
%*****

figure(1);
set(gcf, 'color', 'white');
set(gcf, 'Position', [10 30 900 632])

subplot(2, 2, 1);
plot(EixoF, 20*log10(RF_CEP), 'b');
hold on;
plot(EixoF, RespF_Tx_dB, 'r-.');
plot(EixoF, (RespF_Tx_dB + 20*log10(abs(RF_CEP))), 'm--');
axis([0 Fam/2 (min(RespF_Tx_dB) - 5) (max(20*log10(RF_CEP)) + 5)]);
title('Densidade Espectral de Potência', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red',
'fontsize', 20);
legend('CEP', 'Sistema', 'Diferença', 0);
set(legend, 'fontsize', 14);
xlabel('Frequência [Hz]', 'fontsize', 14);
ylabel('Potência [dB]', 'fontsize', 14);
grid off;
hold off;

subplot(2, 2, 2);
plot(ExT, CEP);
title(sprintf('CEP - Fator de Crista = %4.2f dB', FatCrista), 'fontweight', 'bold',

```

```

'color', 'red', 'fontsize', 20);
xlabel('Tempo [s]', 'fontsize', 14);
ylabel('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);
axis([0 (TReal*(1 - Fade/100)) 1.1*min(CEP) 1.1*max(CEP)]);

subplot(2, 2, 3);
specgram(CEP, 2048, Fam);
title('Espectograma do CEP', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
xlabel('Tempo [s]', 'fontsize', 14);
ylabel('Frequência [Hz]', 'fontsize', 14);

subplot(2, 2, 4);
plot(EixoF, RF_dB, 'b');
hold on;
plot(EixoF, 20*log10(RF_CEP.*RespF_Tx), 'r');
title('PSD apos a filtragem', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
xlabel('Frequência [Hz]', 'fontsize', 14);
ylabel('Potência [dB]', 'fontsize', 14);
axis([0 Fam/2 (-2*abs(VMax) - 3) (2*abs(VMax) + 3)]);
grid on;
hold off;

if Fam <= 44100
    wavplay(0.9*CEP/max(CEP), Fam);
else
    wavplay(0.9*CEP/max(CEP));
end
end

if ~isempty(vNomeArq)
    save(vNomeArq, 'Fam', 'FqMax', 'FqMin', 'TReal', 'FQ', 'FC', 'EixoF', 'RespF_Tx_Org',
        'RespF_Tx', 'Cf_Tx', 'ExT', 'CEP', 'RFC_REF', 'FatCrista');
end

disp(' ***** FIM DA ROTINA *****'); disp(' '); disp(' ');

```

Prop não linear.m – Gera uma salva de senóides distorcida por propagação não linear.

```

%*****
% Gera uma salva de senoides distorcida por propagacao nao linear na agua
% "Prop_nao_linear.m"
% Ultima atualizacao: 08/Abr/2005
% (c) 2004-2005 Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Felix
%*****

clc;
c = 1482; % velocidade de propagação do som na agua
NHarm = 30; % numero de harmonicos
NCiclos = 30; % numero de ciclos
NCExtr = 6; % numero de ciclos antes e depois do pulso para
melhor representacao
fi = pi/4; % mudanca de fase para cada harmonico
(relacionado a distorcao)
FreqFund = 2e6; % frequencia fundamental do pulso
Fam = FreqFund*NHarm*2.5; % frequencia de amostragem para garantir boa
representação de todos os harmonicos
Pf = 0.84e6; % amplitude da pressao da fundamental, em Pascal
Wdt = (2*NCExtr + NCiclos)/FreqFund; % duração do pulso, em segundos
EixoT = [0:1/Fam:Wdt]; % eixo do tempo
Pulso = zeros(1, length(EixoT)); % define o pulso pelo seu tamanho, preenchendo
com zeros

for nLoop = 1:NHarm
    Pulso = Pulso + Pf*sin(nLoop*2*pi*FreqFund*EixoT + fi)/nLoop; % soma a
contribuição dos harmonicos
end

JanHan = [hanning(Fam*4/FreqFund)]; % cria a janela que
multiplicara o pulso (no tempo)
Janela = [zeros(1, Fam*(NCExtr - 2)/FreqFund) JanHan(1:(length(JanHan)/2)) ones(1,
Fam*NCiclos/FreqFund) ...
JanHan((length(JanHan)/2):(length(JanHan))) zeros(1, Fam*(NCExtr -

```

```

2)/FreqFund)];

Pulso = Pulso.*Janela;
ValePulso = Pulso((Fam*(NCExtr + 1)/FreqFund):(Fam*(NCExtr + NCiclos - 1)/FreqFund));
% extrai a parte uniforme do pulso
ValeEixoT = EixoT((Fam*(NCExtr + 1)/FreqFund):(Fam*(NCExtr + NCiclos - 1)/FreqFund));
% define o eixo de tempos do extrato

FFTpulso = (abs(fft(ValePulso))); % processa a FFT do
pulso
EixoF = [0:(Fam/length(ValePulso)):Fam/2]; % define o eixo de
frequencias
FFTpulso = 20*log10(FFTpulso(1:length(EixoF)));

for nLoop = 1:NHarm % defini a relação
entre os harmônicos
    Pos_Ini = Fam/(1.1*nLoop*FreqFund);
    Pos_Fin = Fam/(0.9*nLoop*FreqFund);
    ValorOrdem(nLoop) = 20*log10(max(Pos_Ini:Pos_Fin));
end

figure(1)
subplot(2, 1, 1)
plot(EixoT*1e6, Pulso/1e6, 'b');
hold on
plot(ValeEixoT*1e6, ValePulso/1e6, 'r');
hold off
xlabel('Tempo [us]');
ylabel('Amplitude [MPa]');
legend(sprintf('fi = pi/%3.1f => P+/P- = %4.2f', pi/fi, abs(max(Pulso)/min(Pulso))));

subplot(2, 1, 2)
plot(EixoF/1e6, FFTpulso, 'r');
xlabel('Frequencia [MHz]');
ylabel('Potencia [dB re 1Pa]');
legend(sprintf('2o Harm = %4.2f dB; 3o Harm = %4.2f dB; 4o Harm = %4.2f dB; 5o Harm =
%4.2f dB', ValorOrdem(2) - ValorOrdem(1), ...
ValorOrdem(3) - ValorOrdem(1), ValorOrdem(4) - ValorOrdem(1),
ValorOrdem(5) - ValorOrdem(1)));

EixoT = EixoT';
Pulso = Pulso';
TamMax = length(EixoT);
ValeEixoT = [ValeEixoT zeros(1, TamMax - length(ValeEixoT))];
ValePulso = [ValePulso zeros(1, TamMax - length(ValePulso))];
EixoF = [EixoF zeros(1, TamMax - length(EixoF))];
FFTpulso = [FFTpulso zeros(1, TamMax - length(FFTpulso))];
VarSalvar = [EixoT Pulso ValeEixoT ValePulso EixoF FFTpulso sort(FFTpulso)];

save PropNaoLinear.dat VarSalvar -ASCII -TABS

```

RF_Sist.m – Cria uma resposta em frequências arbitrária.

```

function [RFSist, CoefFIR, EixoF] = RF_Sist(IdTipo, Fam, NPts, FatorQ, FrqCent, VMin,
NPtsFtr);

%*****
% Cria uma resposta em frequencias (RF) arbitraria a
% partir dos parametros informados na linha de comando
%
% Copyright 2003-2005 - Rodrigo P.B. Costa-Félix
% Versão 1.5 - Abr/2005
%*****

%*****
% Parametros informados:
% IdTipo -> tipo de curva
% 0: curva gaussiana (default)
% 1: espectro plano (ruído branco)
% 2: espectro logaritmico (ruído rosa)
%
% Fam -> frequencia de amostragem do sinal (em Hz)
% NPts -> numero de pontos da RF (ate Fam)
% FatorQ -> fator de qualidade da curva, i.e, potencia cai para metade e Q = f0/(f2-
f1)

```

```

% FrqCent -> frequencia central (ressonancia = f0)
% VMin -> valor minimo, em dB, da RF do sistema
% NptsFtr -> numero de pontos (coeficientes) do filtro FIR gerado
%
% Retorno da funcao:
% RFSist -> resposta em frequencias do sistema (de 0 ate Fam/2)
% CoefFIR -> coeficientes do filtro FIR
% EixoF -> eixo de frequencias para a RF do sistema (0 ate Fam/2)
%*****

%*****
% Primeira parte - Construcao da RF arbitraria
%*****

if nargin == 0
    IdTipo = 0; % RF tipo curva gaussiana
    Fam = 50*1e6; % maior frequencia de interesse de 25 MHz
    FatorQ = 1.0; % fator de qualidade (50% da potencia)
    FrqCent = 10*1e6; % frequencia central (ressonancia)
    Npts = 2^6; % 8192 pontos do eixo de frequencias ate Fam
    VMin = -30; % valor minimo da potencia, em dB, da atenuacao
    NptsFtr = 128; % numero de pontos (coeficientes) do filtro FIR a ser gerado
end

EixoF = 0:Fam/(Npts - 2):(Fam/2); % eixo de frequencias ate Fam/2

switch IdTipo
case {0} % curva gaussiana
    K = 1.675; % valor de f tal que alfa = 0.25 para
    uma distribuicao normal
    DesPadRF = FrqCent/(2*K*FatorQ); % desvio padrao da distribuicao
    solicitada
    RFPot = normpdf(EixoF, FrqCent, DesPadRF); % determina a RF do sistema segundo a
    distribuicao solicitada
    RFPot = RFPot/(max(RFPot)); % normaliza a RF do sistema para maximo
    = 1
    RFamp = sqrt(RFPot); % RF do sistema, definida a partir da RF
    da potencia da distribuicao
    RFamp = max(RFamp, 10^(VMin/20)); % estabelece o valor minimo da RF
    RFSist = RFamp;
case {1} % espectro plano
    RFSist = 10^(VMin/20)*ones(size(EixoF));
case {2} % espectro logaritmico
    RFSist = [0:(10^(-VMin/20))/(Npts - 2):(10^(-VMin/20))];
    RFSist = RFSist(1:Npts/2)/(max(RFSist(1:Npts/2))); % normaliza a RF do sistemas para
    maximo = 1
end

CoefFIR = FIR2(NptsFtr, EixoF./max(EixoF), RFSist);

if nargin == 0
    figure(2)
    set(gcf, 'color', 'white');
    set(gcf, 'Position', [5 5 950 700]);

    switch IdTipo
    case {0}
        plot(EixoF/1e6, 10*log10(RFamp(1:Npts/2)), 'b-');
        hold on
        plot(EixoF/1e6, -3*ones(size(EixoF)), 'b-x');
        plot(EixoF/1e6, 10*log10(RFPot(1:Npts/2)), 'k-o');
        plot(EixoF/1e6, -6*ones(size(EixoF)), 'k.-');
        plot(FrqCent*(1 + 1./(2*[FatorQ FatorQ]))/1e6, [-3 VMin], 'm-.');
        plot(FrqCent*(1 - 1./(2*[FatorQ FatorQ]))/1e6, [-3 VMin], 'm-.');
        axis([0 Fam/2e6 VMin 1]);
        xlabel('Frequencia [MHz]', 'fontsize', 14);
        ylabel('Amplitude ou Potencia [dB]', 'fontsize', 14);
        title(sprintf('Densidade Espectral de Potencia e Resposta em Frequencia\n (FatorQ =
%3.1f; FreqCentral = %2d MHz)', ...
            FatorQ, FrqCent/1e6), 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 18,
'Position', [Fam/4e6 1]);
        legend('Amplitude', 'Nivel de -3dB', 'Potencia', 'Nivel de -6dB', 'Largura de
banda');
        set(legend, 'fontsize', 14);
        grid off;
        hold off;
    case {1}

```

```

    plot(EixoF, 10*log10(RFTx(1:NPts/2)), 'b');
    case {2}
        semilogx(EixoF, 10*log10(RFTx(1:NPts/2)), 'b');
    end

    RFTx = 0;
    EixoF = 0;
end

```

Simula_1ciclo.m – Simula a convolução de um ciclo de senoide com a Resposta em Frequência de um sistema.

```

%*****
% Simula a convolução de um ciclo de senoide e a Função de Transferência (FT)
% de um sistema. O sistema pode ser um transdutor ultra-sonico e a senoide
% foi gerada na frequência fundamental da RF do sistema.
% "Simula_1ciclo.m"
% Última atualização: 09/Abr/2005
% (c) 2004-2005 Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Felix
%*****

% Define as variáveis da rotina
Fam = 125e6;
NPts = 1024;
NPtsFtr = 512;
FatorQ = 2.0;
FrqCent = 2.25e6;
VMin = -20;
Tmax = 1/FrqCent;
ET = [0:(1/Fam):Tmax];
ST = sin(2*pi*FrqCent*ET);

% Gera uma senoide de um ciclo na frequência central da RF do sistema
Sinal = [zeros(1, 0.5*(NPts - length(ET))) ST zeros(1, 0.5*(NPts - length(ET)))]';
if length(Sinal) < NPts
    Sinal = [Sinal zeros(1, NPts - length(Sinal))];
else
    Sinal = Sinal(1:NPts);
end

% Simula a RF do sistema, e calcula os coeficientes do filtro FIR que a retrata
% Função de autoria própria: RF_Sist
[RFSist, CoefFIR, EixoF] = RF_Sist(0, Fam, NPts, FatorQ, FrqCent, VMin, NPtsFtr);

% Filtra o sinal (senoide) com os coeficientes do filtro representando o sistema
SinalFlt = filter2(CoefFIR, Sinal);

% Calcula os Espectros de Frequências (EF)
CoefFIR = [zeros(1, 0.5*(NPts - NPtsFtr)) 10*CoefFIR zeros(1, 0.5*(NPts - NPtsFtr))];
EF_Coef = 10*log10(abs(fft(CoefFIR)));
EF_Coef = EF_Coef(1:(length(EF_Coef)/2));
EF_Sinal = 10*log10(abs(fft(Sinal)));
EF_Sinal = EF_Sinal(1:(length(EF_Sinal)/2));
EF_SinalFlt = 10*log10(abs(fft(SinalFlt)));
EF_SinalFlt = EF_SinalFlt(1:(length(EF_SinalFlt)/2));

% Normaliza o espectro dos coeficientes do filtro pelo espectro do sinal filtrado
EF_Coef = EF_Coef + max(EF_SinalFlt) - max(EF_Coef);

% Plota os sinais no tempo e em frequência
figure(1);
subplot(2, 1, 1);
plot(CoefFIR, 'k. ');
hold on
plot(Sinal, 'k-. ');
plot(SinalFlt, 'kx ');
hold off
axis([0 1024 -1.1 1.1]);
title('Sinais no tempo', 'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20)
ylabel('Amplitude [u.a.]', 'fontsize', 14);
legend('RI simulada do sistema', ...
    sprintf('Sinal: 1 ciclo de senoide, Fc = %4.2f MHz', FrqCent/1e6), ...
    'Resposta (sinal filtrado por convolução)', 0);

```

```

set(legend, 'fontsize', 14);

subplot(2, 1, 2);
plot(EixoF/1e6, EF_Coef, 'k-');
hold on
plot(EixoF/1e6, EF_Sinal, 'k-.');
plot(EixoF/1e6, EF_SinalFlt, 'kx');
hold off
axis([0 8 VMin (max([EF_Coef EF_Sinal EF_SinalFlt]) + 3)]);
title(sprintf('Sinais em frequência, normalizados (Fam = %4.1f MHz)', Fam/1e6),
'fontweight', 'bold', 'color', 'red', 'fontsize', 20);
ylabel('Magnitude Espectral [dB]', 'fontsize', 14);
xlabel('Frequência [MHz]', 'fontsize', 14);
legend('FT simulada do sistema', ...
    sprintf('Sinal: 1 ciclo de senóide, Fc = %4.2f MHz', FrqCent/1e6), ...
    'Resposta (sinal filtrado por convolução)', 0);
set(legend, 'fontsize', 14);

CoefFIR = [CoefFIR(1:NPts)'];
Sinal = Sinal';
SinalFlt = SinalFlt';
EixoF = [EixoF zeros(1, NPts/2)'];
EF_Coef = [EF_Coef zeros(1, NPts/2)'];
EF_Sinal = [EF_Sinal zeros(1, NPts/2)'];
EF_SinalFlt = [EF_SinalFlt zeros(1, NPts/2)'];

VarSalvar = [CoefFIR Sinal SinalFlt EixoF EF_Coef EF_Sinal EF_SinalFlt];
save Simula 1ciclo.dat VarSalvar -ASCII -TABS

```

TDS.m – Realiza a simulação das operações da técnica Time Delay Spectrometry para determinar a Função de Transferência de sistemas.

```

function TDS

%*****
% Demonstração do processamento TDS para
% determinação de Resposta Impulsiva e
% Função de Transferência de sistemas lineares
%
% Copyright 2003-2005 - Rodrigo P.B. Costa-Félix
% Versão 1.1 - Abr/2005
%*****

%*****
% Primeira parte - Demonstração do produto de
% 2 senos com frequências f1 e f2 distintas
%*****

f1 = 1000;
f2 = 1050;
Fam = max(f1, f2) * 100;

dt = 1/Fam;
NumPer = 40;
Tfin = NumPer/max(f1, f2);
EixoT = [0:dt:Tfin];

NumPts = length(EixoT);
EixoF = [0:(Fam/(NumPts)):(Fam/2)];
s1 = zeros(size(EixoT));

for nLoop1 = 1:NumPts
    s1(nLoop1) = sin(2*pi*f1*EixoT(nLoop1));
    s2(nLoop1) = sin(2*pi*f2*EixoT(nLoop1));
end

S1s2 = (s1.*s2);
Fs1s2 = abs(fft(S1s2));
Fs1 = abs(fft(s1));
Fs2 = abs(fft(s2));

figure(1);

```

```

plot(EixoT, Sls2, 'k');
title('Sin(f1) X Sin(f2)');
xlabel ('Tempo (s)');

figure(2);
Tf = [1:length(EixoF)/15];
plot(EixoF(Tf), Fs1s2(Tf), 'k')
hold on;
plot(EixoF(Tf), Fs1(Tf), 'k:')
plot(EixoF(Tf), Fs2(Tf), 'k--')

VarSalvar1 = [EixoT' Sls2'];
VarSalvar2 = [[EixoF(Tf)]' [Fs1s2(Tf)]' [Fs1(Tf)]' [Fs2(Tf)]];

x1 = (f1+f2)*0.75;
x2 = (f1+f2)*1.25;
ym = max(Fs1(Tf));
y1 = ym*0.9;
y2 = ym*0.8;
y3 = ym*0.7;
y4 = ym*0.3;
y5 = ym*0.2;

set(gcf, 'DefaultTextColor', 'black');
%set(gcf, 'DefaultTextColor', 'yellow');
text(x1, y1, '..... Sin(f1)')
%set(gcf, 'DefaultTextColor', 'blue');
text(x1, y2, '----- Sin(f2)');
%set(gcf, 'DefaultTextColor', 'green');
text(x1, y3, '_____ Sin(f1)*Sin(f2)');
%set(gcf, 'DefaultTextColor', 'white');
text(x2, y4, sprintf('f1 = %5i Hz', f1));
text(x2, y5, sprintf('f2 = %5i Hz', f2));
title('Sin(f1) X Sin(f2)');
xlabel ('Frequência (Hz)');

hold off;

%*** Fim da Primeira parte *****

%*****
% Segunda parte - Demonstração do processamento TDS
% em um sistema com resposta em frequência arbitrária
%*****

Fini = 10; % frequência inicial, em Hz
Ffin = 10000; % frequência final, em Hz
Fam = 5*Ffin; % frequência de amostragem, em Hz
Ttot = 0.1; % tempo total do sweep, em segundos
NumPts = Fam*Ttot; % numero de pontos do sweep
fi = 0; % argumento inicial do seno linear
dfi = 2*pi*Fini/Fam; % valor a ser somado ao arg do seno linear
inc = 2*pi*(Ffin - Fini)/(Fam*NumPts); % valor do incremento do seno linear
Amp = 5.5; % amplitude (arbitrária)
Vref = 1.5; % voltagem de referência (arbitrária)
EixoT = [(1/Fam):(1/Fam):Ttot]; % eixo de tempo para o sinal
EixoF = [0:(Fam/(NumPts)):(Fam/2)]; % eixo de frequências para o sinal
Tf = [1:length(EixoF)]; % parte do vetor do espectro (FFT) a ser plotado
nOrd = 1024; % ordem do filtro FIR

Sinal = zeros(1, NumPts); % sinal original - seno
Cosse = zeros(1, NumPts); % sinal original - cosseno
EixoTDS = zeros(1, NumPts); % eixo para o sinal após o processamento TDS

%*****
% Construção dos sinais no tempo - sweep linear
%*****

for nLoop1 = 1:NumPts
    fi = fi + dfi;
    dfi = dfi + inc;
    Sinal(nLoop1) = Amp*sin(fi);
    Cosse(nLoop1) = Amp*cos(fi);
    EixoTDS(nLoop1) = fi/(pi*EixoT(nLoop1));
end

%*****

```

```

% Construção de uma FT de um sistema linear arbitrário
%*****

ft = [0.0 0.1 0.1 0.3 0.3 0.7 0.7 1.0 1.0 Fam/(2*Ffin)].*(2*Ffin/Fam);
at = [0.8 0.8 0.3 0.3 0.5 0.5 0.9 0.9 0.5 0.5];
FTarb = fir2(nOrd, ft, at);

%*****
% Filtrando o sinal (sweep) com a FT gerada
%*****

SinFilt = filter2(FTarb, Sinal);

%*****
% Calculo da RF do sinal filtrado via TDS
%*****

Sin_TDS = Sinal.*SinFilt;           % multiplicação do sinal seno - parte real
Cos_TDS = Cosse.*SinFilt.*i;       % multiplicação do sinal coseno - parte imaginária
S_TDS = Sin_TDS + Cos_TDS;         % composição do sinal complexo

Fcorde = 400;                       % freq. de corte do filtro passa baixa
LP = fir2(4096, [0.0 Fcorde/(2*Ffin) Fcorde/(2*Ffin) 1.0], [1 1 0 0]);

SinTDS_Filt = filter2(LP, S_TDS);

%*****
% Construção dos sinais em frequência (magnitudo da FFT)
%*****

FSLin = 10*log(abs(fft(Sinal))/Vref);           % RF do sweep linear (seno)
FSinFilt = 10*log(abs(fft(SinFilt))/Vref);     % RF do sweep linear filtrado
F_TDS = 10*log(abs(SinTDS_Filt)/Vref);        % RF do sinal após o processamento TDS

[RFSL, FRFF] = freqz(FTarb, 1, nOrd, Fam);     % RF do sistema linear simulado
LogRF = 10*log(abs(RFSL));

%*****
% Normalização da energia de cada sinal
%*****

FSLin = FSLin - 10*log(sum(abs(fft(Sinal)))) + 70;
FSinFilt = FSinFilt - 10*log(sum(abs(fft(SinFilt)))) + 70;
F_TDS = F_TDS - 10*log(sum(abs(SinTDS_Filt))) + 70;

%*****
% Plotagem dos sinais no tempo
%*****

figure(3);
plot(EixoT, Sinal);
title('Sweep seno linear');
xlabel ('Tempo (s)');
ylabel ('Amplitude (V)');

figure(4);
plot(EixoT, SinFilt);
title('Sweep seno linear filtrado com a FT arbitrária');
xlabel ('Tempo (s)');
ylabel ('Amplitude (V)');

%*****
% Plotagem dos sinais em frequência
%*****

figure(5);
semilogx(EixoF(Tf), FSLin(Tf), 'g')
hold on
semilogx(EixoF(Tf), FSinFilt(Tf), 'r')
semilogx(EixoTDS, F_TDS, 'y');
semilogx(FRFF, LogRF, 'm');
axis([Fini*10 Ffin -50 0]);
title('Respostas em frequência da varredura linear de senos - TDS');
xlabel ('Frequência (Hz)');
ylabel ('Amplitude (dB)');
set(gcf, 'DefaultTextColor', 'green');
text(250, -30, 'Sinal original: S(t) = sin(wt + dw(t)) ou C(t) = cos(wt + dw(t))')

```

```

set(gcf, 'DefaultTextColor', 'magenta');
text(250, -35, '___ RF do sistema linear arbitrário: H(w)');
set(gcf, 'DefaultTextColor', 'red');
text(250, -40, '___ Sinal filtrado: SF(t) = S(t)*ifft(H(w))');
set(gcf, 'DefaultTextColor', 'yellow');
text(250, -45, '___ Magnitude do TDS: abs(SF(t)*S(t) + SF(t)*C(t)*i)');
set(gcf, 'DefaultTextColor', 'white');
hold off

VarSalvar3 = [EixoTDS' F_TDS'];
VarSalvar4 = [EixoT' Sinal' SinFilt'];
VarSalvar5 = [FRFF LogRF];
VarSalvar6 = [[EixoF(Tf)]' [FSLin(Tf)]' [FSinFilt(Tf)]];

save TDS1.dat VarSalvar1 -ASCII -TABS
save TDS2.dat VarSalvar2 -ASCII -TABS
save TDS3.dat VarSalvar3 -ASCII -TABS
save TDS4.dat VarSalvar4 -ASCII -TABS
save TDS5.dat VarSalvar5 -ASCII -TABS
save TDS6.dat VarSalvar6 -ASCII -TABS

return;

```

Teste Eq.m – Simula a equalização de sistemas ultra-sônicos.

```

% Teste_Eq
% Simula a equalização de sistemas ultra-sonicos
% Ultima atualização: 10/Abr/2005

% Nome do arquivo com as figuras: T-xms_Fc-xMHz_FxDin-xxdB_FQ-x0-x
%a) Primeiro grupo:
%- Duração do sinal = 2 ms;
%- Frequência central = 4.0 MHz;
%- Faixa dinâmica = 40 dB;
%- Fator de qualidade (parâmetro variável) = 10.0, 5.0, 3.0 e 2.0.
%b) Segundo grupo:
%- Duração do sinal = 2 ms;
%- Frequência central (parâmetro variável) = 3.0 MHz, 4.0 MHz e 5.0 MHz;
%- Faixa dinâmica = 40 dB;
%- Fator de qualidade = 5.0
%c) Terceiro grupo:
%- Duração do sinal = 2 ms;
%- Frequência central = 5.0 MHz;
%- Faixa dinâmica (parâmetro variável) = 40 dB, 50 dB e 60 dB;
%- Fator de qualidade = 5.0
%d) Quarto grupo:
%- Duração do sinal (parâmetro variável) = 1 ms, 2 ms e 4 ms;
%- Frequência central = 5.0 MHz;
%- Faixa dinâmica = 50 dB;
%- Fator de qualidade = 5.0

clear all;

Fam = 22e6;
FqMax = 10e6;
FqMin = 0.1e6;
VMax = 0;
vNomeArq = 'Temporario';

TSin = 2e-3;
VMin = -80;
FC = 5e6;
FQ = 2.0;

NomArqSalvar = sprintf('Equal_T%02dms_Fx%02ddB_FC%02dMHz_FQ%02d.dat', TSin/1e-3,
abs(VMin), FC/1e6, FQ);

Equal_PotTx(Fam, FqMax, FqMin, FQ, FC, TSin, VMin, VMax, vNomeArq)
eval(sprintf('load %s', vNomeArq));
CEP = CEP/(max(CEP) - min(CEP));
NPTS = length(CEP);
SinFilt = filter2(Cf_Tx, CEP); % filtra o CEP
RF_Comp = abs(fft(SinFilt)); % determina a RF compensada
(filtrada)
RF_dB = 20*log10(RF_Comp(1:NPTS/2)); % RF compensada em dB

```

```

RF_CEP = abs(fft(CEP));
RF_CEPdB = -20*log10(RF_CEP(1:Npts/2));

RF_SistdB = 20*log10(RespF_Tx_Org(1:Npts/2));

RF_RIE = fft(SinFilt).*RFC_REF;
RF_RIEdB = 20*log10(abs(RF_RIE(1:Npts/2)));
RIE = real(ifft(RF_RIE));
RIE = [RIE(Npts/2:Npts) RIE(1:Npts/2 - 1)];
Fini = -1;
Ffin = -1;

for nLoop2 = 1:Npts/2
    if ((Fini == -1) & (floor(RF_SistdB(nLoop2)) > VMin) & (Ffin == -1))
        Fini = EixoF(nLoop2);
    elseif ((floor(RF_SistdB(nLoop2)) <= VMin) & (Ffin == -1) & (Fini ~= -1))
        Ffin = EixoF(nLoop2);
    end
end

figure(1);
set(gcf, 'color', 'white');
set(gcf, 'Position', [50 150 550 500])

RF_dB = RF_dB - max(RF_dB);

subplot(2, 2, 1);
plot(EixoF/1e6, RF_SistdB, 'b');
axis([0 FqMax/1e6 (min(RF_SistdB) - 1) (abs(VMax) + 3) ]);

xlabel('Frequência [MHz]', 'fontsize', 14);
ylabel('Potência [dB]', 'fontsize', 14);
grid on;

subplot(2, 2, 2);
plot(EixoF/1e6, RF_dB, 'b');
%title('PSD da resposta do Sistema ao CEP-AMag', 'fontweight', 'bold', 'fontsize', 14);
xlabel('Frequência [MHz]', 'fontsize', 14);
ylabel('Potência [dB]', 'fontsize', 14);
axis([0 FqMax/1e6 -7 1]);
text(-17, 2, 'PSD simulada do sistema e da resposta ao CEP-AMag', 'fontweight', 'bold',
'fontsize', 15);
text(-15, -10, sprintf('T = %1d ms      FC = %1d MHz      FQ = %.1f      FxDin = %2d
dB', ...
                        TSin*1000, FC/1e6, FQ, abs(VMin)), 'fontweight', 'bold',
'color', 'red', 'fontsize', 14);
grid on;

VarSalvar = [EixoF' RF_SistdB' RF_dB'];
eval(sprintf('save %s VarSalvar -ASCII -TABS', NomArqSalvar));

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L.J. ZIOMEK, “Part I – Acoustic field theory”. In: L.J. Ziomek, Acoustic field theory and space-time signal processing, CRC Press, Boca Raton, pp 3-65, 1995.
- [2] M.H. PEDERSEN, T.X. MISARIDIS, J.A. JENSEN, “Clinical evaluation of chirp-coded excitation in medical ultrasound”, Ultras Med & Biol, vol 29(6), pp 895-905, 2003.
- [3] D.R. BACON, “Position of the hydrophone in the ultrasonic field”. In: The improvement and evaluation of a laser interferometer for the absolute measurement of ultrasonic displacements in the frequency range up to 15 MHz, NPL Report Ac 109, Teddington, UK, pp 38-40, 1986.
- [4] ISO 12715:1999, Ultrasonic non-destructive testing – Reference blocks and test procedures for the characterization of contact search unit beam profiles, Annex B (normative) – Time of flight (TOF) beam profile, International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland, 24p.
- [5] G.S. KINO, “Transversal Filters”. In: G.S. Kino, Acoustic Waves: Devices, imaging, and analog signal processing, Ch. 4, Prentice Hall Inc, New Jersey, pp 318-526, 1987.
- [6] J.S. BENDAT, A.G. PIERSOL, Random data, 3rd Ed, John Wiley & Sons Inc, New York, 594pp, 2000.
- [7] C.E. COOK, M. BERNFELD, Radar Signals – An introduction to theory and application, Academic Press, New York, 1967, 531pp.
- [8] R.E. MILLET, “A matched-filter pulse-compression system using nonlinear FM waveform”, IEEE Trans Audio Eng Soc, vol AES-6(1), pp 73-78, 1970.
- [9] M. POLLAKOWSKI, H. ERMERT, “Chirp signal matching and signal power optimization in pulse-echo mode ultrasonic nondestructive testing”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 41(5), pp 655-659, 1994.
- [10] Y. TAKEUCHI, “An investigation of a spread energy method for medical ultrasound systems – Part one: Theory and investigation”, Ultrasonics, vol 17(4), pp 175-182, 1979.
- [11] Y. TAKEUCHI, “An investigation of a spread energy method for medical

- ultrasound systems – Part two: Proposed system and possible problems”, Ultrasonics, vol 17(5), pp 219-224, 1979.
- [12] T. COLLINS, P. ATKINS, “Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar”, IEE Proc.-Radar, Sonar Navig., vol 146(6), pp 312-316, 1999.
- [13] J. SHEN, E.S. EBBINI, “A new coded-excitation ultrasound imaging system – Part I: Basic principles”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 43(1), pp 131-140, 1996.
- [14] J.M.G. BORSBOOM, C.T. CHIN, N. DE JONG, “Nonlinear coded excitations method for ultrasound contrast imaging”, Ultras Med & Biol, vol 29(2), pp 277-284, 2003.
- [15] V. BEHAR, D. ADAM, “Parameter optimization of pulse compression in ultrasound imaging systems with coded excitation”, Ultrasonics, vol 42, pp 1101-1109, 2004.
- [16] T.X. MISARIDIS, J.A. JENSEN, “Space–time encoding for high frame rate ultrasound imaging”, Ultrasonics, vol 40, pp 593-597, 2002.
- [17] A. NOWICKI, J. LITNIEWSKI, W. SECOMSKI, P.A. LEWIN, I. TROTS, “Estimation of ultrasonic attenuation in a bone using coded excitation”, Ultrasonics, vol 41, pp 615-621, 2003.
- [18] T.X. MISARIDIS, Ultrasound imaging using coded signals, PhD thesis, Technical University of Denmark, 2001.
- [19] T.H. GAN, D.A. HUTCHINS, D.R. BILLSON, D.W. SCHINDEL, “The use of broadband acoustics transducers and pulse-compression techniques for air-coupled ultrasonic imaging”, Ultrasonics, vol 39, pp 181-194, 2001.
- [20] B. HAIDER, P.A. LEWIN, K.E. THOMENIUS, “Pulse elongation and deconvolution filtering for medical ultrasonic imaging”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 45(1), pp 98-113, 1998.
- [21] E.G. RADULESCU, P.A. LEWIN, J. WÓJCIK, A. NOWICKI, “Calibration of ultrasonic hydrophones probes up to 100 Mhz using time gating frequency analysis and finite amplitude waves”, Ultrasonics, vol 41, pp 247-254, 2003.
- [22] C. KOCH, “Amplitude and phase calibration of hydrophones by heterodyne and

- time-gated time-delay spectrometry”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 50(3), pp 344-348, 2003.
- [23] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.C. MACHADO, “Broadband ultrasonic attenuation measurements using coded sweep excitations”. In: Proc 2004 IEEE International Ultrason Ferroelec Freq Contrl Conference, Montreal, 2004, *in press*.
- [24] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.C. MACHADO, “Sweep signals optimization for ultrasonic transducer response equalization”. In: Proc. of The 33rd International Congress and Exposition on Noise Control Engineering (InterNoise 2004), paper nr 307, 8p, Prague, Czech Republic, Aug 2004.
- [25] A. FARINA, “Simultaneous Measurement of Impulse Response and Distortion with a Swept-sine technique”, J Audio Eng Soc, vol 48, p 350, 2000.
- [26] P.M. MASSARANI, S. MÜLLER, “Creation and Properties of Constant Envelope Sweeps for Transfer Function”. In: Proc 17th ICA, vol II, Rome, 2001.
- [27] S. MÜLLER, P.M. MASSARANI, “Transfer-function measurement with sweeps”, J Audio Eng Soc, vol 49(6), pp 443-471, 2001.
- [28] Z.M.D. SOARES, S. MÜLLER, “Secondary microphone calibration with constant envelope sweeps adapted to background noise”. In: Proc 17th ICA, Rome, 2001.
- [29] P.M. MASSARANI, Análise tempo-freqüência de ensaios *in situ* de reflexão sonora. Tese D.Sc., Programa de Engenharia Mecânica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 161pp, 2001.
- [30] Z.M.D. SOARES, W.E. HOFFMANN, S. MÜLLER, “Secondary microphone calibration: advantageous use of sweeps to obtain impulse response”. In: Proc. 144^o ASA Meeting, Cancun, Mexico. Abstracts in: J Acoust Soc Am, 112(5), p 2234, 2002.
- [31] J.G. PROAKIS, D.G. MANOLAKIS, Digital Signal Processing, 3rd. ed, Prentice-Hall Inc., London, 1996.
- [32] N.A.H.K. RAO, “Investigation of a pulse compression technique for medical ultrasound: A simulation study”, Med Physics and Imaging, pp 181-188, 1994.
- [33] J.A. JENSEN, “Linear description of ultrasound imaging systems”. In: Notes for the International Summer School on Advanced Ultrasound Imaging, Technical

University of Denmark, 74p, 1999.

- [34] P.J. LESNIEWSKI, R. THORN, “Generating broadband test signals with resonant piezoelectric transducers”, Meas. Sci. Technol., vol 12, pp 723-735, 2001.
- [35] S.K. ALAM, K.J. PARKER, “Implementation issues in ultrasonic flow imaging”, Ultras Med & Biol, vol 29(4), pp 517-528, 2003.
- [36] J.C. MACHADO, J.S. VALENTE, “Ultrasonic scattering cross sections of shell-encapsulated gas bubbles immersed in a viscoelastic liquid: first and second harmonics”, Ultrasonics, vol 41, pp 605-613, 2003.
- [37] W.T. SHI, F. FORSBERG, R. BAUTISTA, C. VECCHIO, R. BERNARDI, B.B. GOLDBERG, “Image enhancement by acoustic conditioning of ultrasound contrast agents”, Ultras Med & Biol, vol 30(2), pp 191-198, 2004.
- [38] IEC 60.601-2-37:2001, Medical electrical equipment – Part 2-37: Particular requirements for the safety of ultrasonic medical diagnostic and monitoring equipment, International Electrotechnica Commission, Genève, Switzerland.
- [39] M. VORLÄNDER, “Application of maximum length sequence in acoustics”. In: Proc 17o Encontro da Sociedade Brasileira de Acústica, Petrópolis, pp 35, 1996.
- [40] ISO 2400:1972, Welds in steel – Reference block for the calibration of equipment for ultrasonic examination, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [41] ISO 7963:1985, Welds in steel – Calibration block no. 2 for ultrasonic examination of welds, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [42] ISO 9303:1989, Seamless and welded (except submerged arc-welded) steel tubes for pressure purposes – Full peripheral ultrasonic testing for the detection of longitudinal imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [43] ISO 9305:1989, Seamless steel tubes for pressure purposes – Full peripheral ultrasonic testing for the detection of transverse imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [44] ISO 9764:1989, Electric resistance and induction welded steel tubes for pressure

- purposes – Ultrasonic testing of the weld seam for the detection of longitudinal imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [45] ISO 9765:1990, Submerged arc-welded steel tubes for pressure purposes – Ultrasonic testing of the weld seam for the detection of longitudinal and/or transverse imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [46] ISO 10124:1994, Seamless and welded (except submerged arc-welded) steel tubes for pressure purposes – Ultrasonic testing for the detection of laminar imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [47] ISO 10332:1994, Seamless and welded (except submerged arc-welded) steel tubes for pressure purposes – Ultrasonic testing for the verification of hydraulic leak-tightness, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [48] ISO 10543:1993, Seamless and hot-stretch-reduced welded steel tubes for pressure purposes – Full peripheral ultrasonic thickness testing, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [49] ISO 11496:1993, Seamless and welded steel tubes for pressure purposes – Ultrasonic testing of tube ends for the detection of laminar imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [50] ISO 12094:1994, Welded steel tubes for pressure purposes – Ultrasonic testing for the detection of laminar imperfections in strips/plates used in the manufacture of welded tubes, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [51] ISO 13663:1995, Welded steel tubes for pressure purposes – Ultrasonic testing of the area adjacent to the weld seam for the detection of laminar imperfections, International Organization for Standardization, Genève, Switzerland.
- [52] Y.H. KIM, S.J. SONG, J.Y. KIM, “A new technique for the identification of ultrasonic flaw signals using deconvolution”, Ultrasonics, vol 41, pp 799-804, 2004.
- [53] G.R. HARRIS, “Sensitivity considerations for PVDF hydrophones using the spot-

- poled membrane design”, IEEE Trans Sonics & Ultrason SU-29(6), pp 370-377, 1982.
- [54] R.C. PRESTON (Ed.), Output measurements for medical ultrasound, Springer-Verlag, London, 180pp, 1991.
- [55] C. KOCH, V. WILKENS, “Phase calibration of hydrophones: time-delay spectrometry and broad-band pulse technique using an optical reference hydrophone”. In: J Physics: Conference Series (Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine, AMUM 2004), Teddington, UK, 2004, pp 14-19.
- [56] P.A. LEWIN, S. UMCHILD, A. SUTIN, A. SARVAZYAN, “Beyond 40 MHz frontier: The future technologies for calibration and sensing of acoustics fields”. In: J Physics: Conference Series (Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine, AMUM 2004), Teddington, UK, 2004, pp 38-43.
- [57] V. WILKENS, C. KOCH, “Improvement of hydrophone measurements on diagnostic ultrasound machines using broadband complex-valued calibration data”. In: J Physics: Conference Series (Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine, AMUM 2004), Teddington, UK, 2004, pp 50-55.
- [58] V.F. HUMPHREY, M.P. COOLING, T.M. DUNCAN, F. DUCK, “Measurement of the phase response of a membrane hydrophone and its application to ultrasonic field characterization”. In: J Physics: Conference Series (Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine, AMUM 2004), Teddington, UK, 2004, p 56.
- [59] A. HURRELL, “Voltage to pressure conversion: Are you getting “phased” by the problem?”. In: J Physics: Conference Series (Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine, AMUM 2004), Teddington, UK, 2004, pp 57-62.
- [60] G. LUDWIG, K. BRENDEL, “Calibration of hydrophones based in reciprocity and time delay spectrometry”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 35(2), pp 168-174, 1988.
- [61] J.P. WEIGHT, “Ultrasonic beam structures in fluid media”, J Acoust Soc Am, 76(4), pp 1184-1191, 1984.
- [62] A.J. HAYMAN, J.P. WEIGHT, “Transmission and reception of short ultrasonic pulses by circular and square transducers”, J Acoust Soc Am, 66, pp 945-951, 1979.

- [63] S.MCLAREN, J.P. WEIGHT, “Transmit-receive mode responses from finite-sized targets in fluid media”, J Acoust Soc Am, 82(6), pp 2102-2112, 1987.
- [64] P.R. STEPANISHEN, “Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle”, J Acoust Soc Am, 49(5 – Part 2), pp 1629-1638, 1971.
- [65] L.E. KINSLER, A.R. FREY, A.B. COPPENS, J.V. SANDERS, Fundamentals of Acoustics, 3rd Ed., John Wiley & Sons, New York, 480pp, 1982.
- [66] A. GOLDSTEIN, “Unfocused beam patterns in nonattenuating and attenuating fluids”. In: J Physics: Conference Series (Advanced Metrology for Ultrasound in Medicine, AMUM 2004), Teddington, UK, 2004, pp 237-242.
- [67] PRECISION ACOUSTICS LTD, URL: <http://www.acoustics.co.uk>. Acessado em [11/Fev/2005].
- [68] IEC 60866:1987, Characteristics and calibration of hydrophones for operation in the frequency range 0.5 MHz to 15 MHz, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland.
- [69] IEC 61161:1998, Ed. 1.1 – Ultrasonic power measurement in liquids in the frequency range 0,5 MHz to 25 MHz, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland.
- [70] IEC 62092:2001, Ultrasonics – Hydrophones – Characteristics and calibration in the frequency range from 15 MHz to 40 MHz, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland.
- [71] K. BEISSNER, “Exact integral expression for the diffraction loss of a circular piston source”, Acustica, vol 49, pp 212, 1981.
- [72] K. BEISSNER, “Maximum hydrophone size in ultrasonic field measurements”, Acustica, vol 59, pp 61-66, 1985.
- [73] IEC 61102:1991, Measurement and characterization of ultrasonic fields using hydrophones in the frequency range 0.5 MHz to 15 MHz, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland.
- [74] K. BRENDL, G. LUDWIG, “Calibration of ultrasonic standard probe transducers”, Acustica, vol 36, pp 203-208, 1976.
- [75] B. ZEQRIRI, A.D. BOND, “The influence of waveform distortion on hydrophone

- spatial-averaging corrections – Theory and measurements”, J Acoust Soc Am, 92(4 – Part 1), pp 1809-1821, 1992.
- [76] E.G. RADULESCU, P.A. LEWIN, A. GOLDSTEIN, A. NOWICKI, “Hydrophones spatial averaging corrections from 1-40 MHz”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 48(6), pp 1575-1580, 2001.
- [77] E.G. RADULESCU, P.A. LEWIN, A. NOWICKI, “1-60 MHz measurements in focused acoustics fields using spatial averaging corrections”, Ultrasonics, vol 40, pp 497-501, 2002.
- [78] C. BICKLEY, B. ZEQRIRI, N. LEE, Establishing a fine frequency method of hydrophone comparison: Milestone report. In: NPL Report CMAM(RES) 36, 62pp, 2000.
- [79] T.G. MUIR, E.L. CARSTENSEN, “Predictions of nonlinear acoustics effects at biomedical frequencies and intensities”, Ultras Med & Biol, vol 6, pp 345-357, 1980.
- [80] E.L. CARSTENSEN, W.K. LAW, N.D. MCKAY, T.G. MUIR, “Demonstration of nonlinear acoustics effects at biomedical frequencies and intensities”, Ultras Med & Biol, vol 6, pp 359-368, 1980.
- [81] C.R. REILLY, K.J. PARKER, “Finite-amplitude effects on ultrasound beam patterns in attenuating media”, J Acoust Soc Am, 86(6), pp 2339-2347, 1989.
- [82] V.A. KRASSILNIKOV, V.V. SHKLOVSKAYA-KORDY, L.K. ZAREMBO, “On the propagation of ultrasonic waves of finite amplitude in liquids”, J Acoust Soc Am, 29(5), pp 642-647, 1957.
- [83] R.P. RYAN, A.G. LUTSCH, R.T. BEYER, “Measurement of the distortion of finite ultrasonic waves in liquids by a pulse method”, J Acoust Soc Am, 34(1), pp 31-35, 1962.
- [84] D.R. BACON, “Prediction of *in situ* exposure to ultrasound: an improved method”, Ultras Med & Biol, vol 15(4), pp 355-361, 1989.
- [85] E.J. AYMÉ, E.L. CARTENSEN, “Cavitation induced by asymmetric distorted pulses of ultrasound: Theoretical predictions”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 36(1), pp 32-40, 1989.

- [86] J.C. LOCKWOOD, T.G. MUIR, D.T. BLACKSTOCK, "Directive harmonic generation in the field of a circular piston", J Acoust Soc Am, 53(4), pp 1148-1153, 1973.
- [87] D.T. BLACKSTOCK, "Connection between the Fay and Fubini solutions for plane sound waves of finite amplitude", J Acoust Soc Am, 39(6), pp 1019-1026, 1966.
- [88] G. DU, M.A. BREAZEALE, "Harmonic distortion of a finite amplitude Gaussian beam in a fluid", J Acoust Soc Am, vol 80(1), pp 212-216, 1986.
- [89] H. MILTONE, "An exact solution for finite-amplitude plane sound waves in a dissipative fluid", J Acoust Soc Am, vol 86(6), pp 2334-2338, 1989.
- [90] P. MENOUNOU, D.T. BLACKSTOCK, "A new method to predict the evolution of the power spectral density for a finite-amplitude sound wave", J Acoust Soc Am, vol 115(2), pp 567-580, 2004.
- [91] D.R. BACON, "Characteristics of a PVdF membrane hydrophone for use in the range 1-100 MHz", IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol SU-29(1), pp 18-25, 1981.
- [92] R.K. GOULD, C.W. SMITH, A.O. WILLIAMS JR., R.P. RYAN, "Measured structure of harmonics self-generated in an acoustic beam", J Acoust Soc Am, vol 40(2), pp 421-427, 1966.
- [93] R.T. BEYER, "Parameter of nonlinearity in fluids", J Acoust Soc Am, vol 32(6), pp 719-721, 1960.
- [94] J.A. SHOOTER, T.G. MUIR, D.T. BLACKSTOCK, "Acoustic saturation of spherical waves in water", J Acoust Soc Am, vol 34, pp 31-35, 1962.
- [95] R.A. SMITH, D.R. BACON, "A multiple-frequency hydrophone calibration technique", J Acoust Soc Am, vol 87(5), pp 2231-2243, 1990.
- [96] E.O. BRIGHAM, The Fast Fourier Transform, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 252 pp, 1974.
- [97] J. SHOUKENS, R. PINTELON, Y. ROLAIN, "Broadband versus Stepped Sine FRF Measurements", IEEE Trans Instrumentation and Measurement, vol 2, 2000.
- [98] D.R. BACON, "Primary calibration of ultrasonic hydrophones using optical

- interferometry”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 35(2), pp 152-161, 1988.
- [99] R.C. PRESTON, S.P. ROBINSON, B. ZEQRIRI, T.J. ESWARD, P.N. GÉLAT, N.D. LEE, “Primary calibration of membrane hydrophones in the frequency range 0,5 MHz to 60 MHz”, Metrologia, vol 36, pp 331-343, 1999.
- [100] R.C. HEYSER, “Acoustical measurements by time delay spectrometry”, J Audio Eng Soc, vol 15, pp 370, 1967.
- [101] P. PEDERSON, P.A. LEWIN, L. BJORNO, “Application of time delay spectrometry for calibration of ultrasonic transducers”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 35(2), pp 185-205, 1988.
- [102] A. ERDÉLYI, Asymptotic expansions, Dover Publications, Inc., New York, 1956.
- [103] M. ABRAMOVITZ, I.A. STEGUN (ED.), Handbook of Mathematical Funcions, 9th printing, Dover Publications, Inc., New York, 1970.
- [104] W.T. THOMPSON, “Agudeza de ressonância”. In: W.T. Thompson, Teoria da Vibração, Cap. 3.11, Ed. Interciência, Rio de Janeiro, pp 74–75, 1978.
- [105] H.J. MCSKIMIN, “Ultrasonic methods for measuring the mechanical properties of liquids and solids”. In: W.P. Mason (ed), Physical Acoustics, Cap. 4, London, Academic Press, pp 74–75, 1964.
- [106] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.C. MACHADO, “Calibração de hidrofones utilizando *sweeps*”. In: Anais III Congresso Brasileiro de Metrologia (Metrologia 2003), artigo MA0286, 8p, Recife, PE, Brasil, Set 2003.
- [107] J. ABLITT, Technical Guides – Speed of Sound in Pure Water, Underwater Acoustics Group, National Physical Laboartory, Teddington, UK, 5p, 2000 (versão on-line em www.npl.co.uk).
- [108] ISO-GUM, Guide to the expression of uncertainty in measurement, BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML, International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland, 1995.
- [109] M.C. ZISKIN, “Specification of acoustics output level and measurement uncertainty n ultrasonic exposimetry”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 50(8), pp 1023-1034, 2003.

- [110] C.F. DIETRICH, Uncertainty, calibration and probability, Adam Hilger, New York, 2nd ed., 1991.
- [111] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.C. MACHADO, “A repeatability study on broadening the spectrum of a transmit/receive ultrasonic system”. In: Proc. of the Eleventh International Congress on Sound and Vibration (ICSV11), pp 1573-1578, St. Petersburg, Russia, Jul 2004.
- [112] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.C. MACHADO, “Estudo da repetitividade do alargamento da banda útil de um sistema ultra-sônico visando aplicações metrológicas”. In: Anais do IV Congresso Latino-Americano de Metrologia (Metrosul IV), artigo 4165, 4p, Foz do Iguaçu, PR, Brasil, Nov 2004.
- [113] KARL DEUTSCH, “Karl Deutsch Probes”, E 09.01. In: <http://www.karldeutsch.de>, 28p. Acessado em [06/Jan/2005].
- [114] KRAUT-KRAMER, “Ultrasonic transducers for nondestructive testing”, April 2001 Edition. In: <http://www.krautkramer.com>, p. 2. Acessado em [06/Jan/2005].
- [115] PANAMETRICS, “Panametrics transducers catalog”. In: <http://www.panametrics.com>, p. 3. Acessado em [06/Jan/2005].
- [116] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.C. MACHADO, “Medição de atenuação ultra-sônica utilizando pulso de excitação codificado”. In: Proc. of the International Federation for Medical and Biological Engineering (IFMBE), vol 5(1), III Congresso Latino-Americano de Engenharia Biomédica (CLAEB) e XIX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB), pp 1559-1562, João Pessoa, PB, Brasil, Sep 2004.
- [117] D.R. LIDE, Handbook of Chemistry and Physics, 66th e 75th Editions, CRC Press, Boca Raton, 1985-1986 e 1994-1995, pp 6-246 e D-232.
- [118] J.A. DEAN, Lange’s Handbook of Chemistry, 13th Edition, McGraw-Hill Book, New York, pp 10-97.
- [119] A.J. MORTIMER, “Physical characteristics of ultrasound”. In: M.H. Repacholi, D.A. Benwell (Eds), Essentials of Medical Ultrasound, Cap. 1, The Humana Press, Ottawa, pp 20–21, 1982.
- [120] R.C. PRESTON, “Safety of diagnostic ultrasonic equipment: The relevance of acoustics output information to the clinical user”. In: R.C. Preston (Ed.), Output

- Measurements for Medical Ultrasound, Cap. 1, Springer-Verlag, London, p. 26, 1991.
- [121] T. ESWARD, S. ROBINSON, B. ZEQUIRI, Extending the frequency range of the NPL primary standard interferometer to 60 MHz. In: NPL Report CMAM(INT) 001, 85pp, 1997.
- [122] INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, NORMALIZAÇÃO E QUALIDADE INDUSTRIAL (INMETRO), URL: <http://www.inmetro.gov.br>. Acessado em [11/Abr/2005].
- [123] R.P.B. COSTA-FÉLIX, J.A. AZEVEDO, “O panorama nacional e perspectivas futuras em metrologia na área de ultra-som” . In: Anais III Congresso Brasileiro de Metrologia (Metrologia 2003), artigo MA0280, 8p, Recife, PE, Brasil, Set 2003.
- [124] INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMMISSION (IEC), URL: <http://www.iec.ch>. Acessado em [01/Mar/2005].
- [125] NATIONAL PHYSICAL LABORATORY (NPL), URL: <http://www.npl.co.uk>. Acessado em [03/Mar/2005].
- [126] PHYSIKALISCH-TECHNISCHEN BUNDESANSTALT (PTB), URL: <http://www.ptb.de>. Acessado em [28/Fev/2005].
- [127] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT), URL: <http://www.abnt.org.br>. Acesado em [03/Mar/2005].
- [128] NBR/IEC 60601-2-5:1997, Equipamento eletromédico – Parte 2: Prescrições particulares para segurança de equipamentos por ultra-som para terapia, Associação Brasileira de Normas Técnicas, São Paulo, Brasil.
- [129] NBR/IEC 60601-2-37:2003, Equipamento eletromédico – Parte 2-37: Prescrições particulares para segurança de equipamento de diagnóstico e monitoramento médico por ultra-som, Associação Brasileira de Normas Técnicas, São Paulo, Brasil.
- [130] NBR/IEC 61689:1998, Ultra-som – Sistemas de fisioterapia – Prescrições para desempenho e métodos de medição na faixa de frequências de 0,5 MHz a 5 MHz, Associação Brasileira de Normas Técnicas, São Paulo, Brasil.

- [131] R.C. CHIVERS, P.A. LEWIN, “The voltage sensitivity of miniature piezoelectric plastic ultrasonic probes”, Ultrasonics, vol 20, pp 279-281, 1982.
- [132] P.A. LEWIN, R.C. CHIVERS, “Voltage sensitivity of miniature ultrasonic probes”, Ultrasonics, vol 21, pp 282-283, 1983.
- [133] V. WILKENS, “Characterization of an optical multilayer hydrophone for use as broadband ultrasound reference receiver – Comparison with PVDF membrane hydrophones”. In: Proc IEEE International Ultrason Ferroelec Freq Contrl Conference, Munique, pp 752-755, Oct 2002.
- [134] G.R. HARRIS, R.C. PRESTON, A.S DEREGGI, “The impact of piezoelectric PVDF on medical ultrasound exposure measurements, standards, and regulations”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 47(6), pp 1321-1335, 1978.
- [135] IEC/TR2 61220:1993, Ultrasonics – Fields – Guidance for the measurement and characterization of ultrasonic fields generated by medical ultrasonic equipment using hydrophones in the frequency range 0.5 to 15 MHz, International Electrotechnical Commission, Genève, Switzerland.
- [136] INMETRO E SENAI, Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia, Inmetro e SENAI (eds), 2a. ed, Brasília: SENAI/DN, 75p, 2000.
- [137] IEC 61101:1991, The absolute calibration of hydrophones using the planar scanning technique in the frequency range 0.5 MHz to 15 MHz, International Electrotechnical Commission, Genève, Switzerland.
- [138] S.S. CORBETT III, “The influence of nonlinear fields on miniature hydrophones calibration using the planar scanning technique”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl 35(2), pp 162-167, 1988.
- [139] B.A. HERMAN, G.R. HARRIS, “Calibration of miniature ultrasonic receivers using a planar scanning technique”, J Acoust Soc Am, vol 72(5), pp 1357-1363, 1982.
- [140] C. KOCH, W. MOLKENSTRUCK, “Primary calibration of hydrophones with extended frequency range 1 to 70 MHz using optical interferometry”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 46(5), pp 1303-1314, 1999.
- [141] R.J. BOBBER, “General reciprocity parameter”, J Acoust Soc Am, vol 39(4), pp

680-687, 1966.

- [142] K. BEISSNER, “Free-field reciprocity calibration in the transition range between near field and far field”, Acustica, vol 46, pp 162-167, 1980.
- [143] K. BEISSNER, “Primary measurement of ultrasonic power and dissemination of ultrasonic power reference values by means of standard transducers”, Metrologia, vol 36, pp 313-320, 1999.
- [144] H.J. BLEEKER, P.A. LEWIN, “A novel method for determining calibration and behavior of PVDF ultrasonic hydrophone probes in the frequency range up to 100 MHz”, IEEE Trans Ultrason Ferroelec Freq Contrl, vol 47(6), pp 1354-1362, 2000.
- [145] IEC 60565:1977, Calibration of hydrophones, International Electrotechnical Commission, Genève, Switzerland.
- [146] IEC 61094_2:1992, Measurement microphones – Part 2: Primary method for pressure calibration of laboratory standard microphones by the reciprocity technique, International Electrotechnical Commission, Genève, Switzerland.
- [147] IEC 61094-3:1995, Measurement microphones – Part 3: Primary method for free-field calibration of laboratory standard microphones by the reciprocity technique, International Electrotechnical Commission, Genève, Switzerland.
- [148] J.M. REID, “Self-reciprocity calibration of echo-ranging transducers”, J Acoust Soc Am, vol 55(4), pp 862-868, 1974.
- [149] N. BILLANIUK, G.S.K. WONG, “Speed of sound in pure water as a function of temperature”, J Acoust Soc Am, vol 93(3), pp 1609-1612, 1993.
- [150] V.A. DEL GROSSO, C.W. MADER, “Speed of sound in pure water”, J Acoust Soc Am, vol 52(5_2), pp 1442-1446, 1972.
- [151] V. WILKENS, “Thermoacoustics ultrasound power measurement using evaluation of transient temperature profiles”. In: Proc. IEEE International Ultrasonics Symposium, Munique, pp 752-755, Oct 2002.