ESTEVÃO PATRÍCIO RODRIGUES

**Desenvolvimento de um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para
aplicações submarinas**

São Paulo

2020

ESTEVÃO PATRÍCIO RODRIGUES

**Desenvolvimento de um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para
aplicações submarinas**

Versão Corrigida

(Versão original encontra-se na unidade que aloja
o Programa de Pós-graduação)

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

São Paulo
2020

ESTEVÃO PATRÍCIO RODRIGUES

**Desenvolvimento de um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para
aplicações submarinas**

Versão Corrigida

(Versão original encontra-se na unidade que aloja
o Programa de Pós-graduação)

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

Área de Concentração: Engenharia de
Controle e Automação Mecânica

Orientador: Prof. Dr. Flávio Buiochi

São Paulo

2020

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Rodrigues, Estevão Patricio Rodrigues

Desenvolvimento de um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para aplicações submarinas / E. P. R. Rodrigues -- versão corr. -- São Paulo, 2020.

152 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos.

1. ULTRASSOM 2. SONAR 3. PIEZOELETRICIDADE I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos II. t.

Nome: RODRIGUES, Estevão Patricio

Título: Desenvolvimento de um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para aplicações submarinas

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

Aprovado em:

Banca Examinadora

Prof. Dr. _____

Instituição: _____

Julgamento: _____

Prof. Dr. _____

Instituição: _____

Julgamento: _____

Prof. Dr. _____

Instituição: _____

Julgamento: _____

*Dedico este trabalho a minha mãe, Maria Isabel,
pelo seu apoio incondicional.*

AGRADECIMENTOS

Ao professor Dr. Flávio Buiochi, por me dar a oportunidade de realizar este trabalho e por me apoiar, em especial, nos momentos mais difíceis. Sempre gentil e receptivo, me transmitiu conhecimentos de importância ímpar no decorrer deste trabalho, contribuindo com o meu crescimento acadêmico e pessoal.

Ao Dr. Timóteo Oliveira, pelas suas contribuições na construção dos transdutores e ao Dr. Marcelo Matuda, pelas contribuições nos algoritmos de processamento de imagens.

Aos amigos MSc. Djalma Simões, Dr. Tiago Ramos e MSc. Carlos Burbano por suas contribuições, e a todos os demais amigos que tenho convivido no laboratório de ultrassom da USP.

À CAPES (processo nº 88882.377494/2019-01), CNPq, FAPESP (processo nº 2017/13094-4) e Petrobras pelo apoio financeiro que fez este trabalho possível.

RESUMO

RODRIGUES, Estevão Patricio. Desenvolvimento de um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para aplicações submarinas. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2020.

Neste trabalho é proposta uma metodologia para modelar, construir e caracterizar um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para acoplamento em água, com o objetivo de realizar imagens em duas e em três dimensões de objetos submersos. Buscando-se o desempenho do transdutor para aplicações subaquáticas, seis protótipos foram projetados e construídos. Foram usados dois tipos de matrizes de elementos piezelétricos: piezocerâmica Pz37 e piezocompósito 1-3. Os protótipos de cada tipo de matriz piezelétrica se diferenciam apenas pelo tipo de material utilizado na camada de retaguarda (*backing layer*). A cerâmica pura deu origem aos transdutores **T1** - retaguarda de água, **T2** - retaguarda de ar e **T3** - retaguarda de compósito de epóxi com partículas de tungstênio. Dentre estes, o transdutor **T2** apresentou a melhor sensibilidade para detectar ecos, o transdutor **T3** proporcionou a melhor diretividade do feixe acústico e a melhor otimização dos lóbulos de espaçamento, e o transdutor **T1** teve desempenho intermediário em todos os parâmetros. O piezocompósito 1-3 deu origem aos transdutores **T4** - retaguarda de água, **T5** - retaguarda de ar e **T6** - retaguarda de resina epóxi. Dentre estes, o transdutor **T5** teve a maior sensibilidade de detecção de ecos, o **T4** proporcionou a maior largura de banda, e o **T6** obteve sensibilidade intermediária e a menor largura de banda. Dentre os transdutores **T4-T6**, o transdutor **T5** foi escolhido como o melhor compromisso entre sensibilidade e largura de banda, porque obteve a maior sensibilidade média de detecção dos ecos (**T4** e **T6** foram -3,5dB e -2,6dB inferiores, respectivamente), e proporcionou uma largura de banda média próxima a obtida com o transdutor **T4** (apenas -0,2dB inferior à este) e maior do que a do transdutor **T6** (0,7dB superior a este). Por fim, os transdutores **T3** e **T5** foram usados para gerar imagens em duas e em três dimensões de refletores imersos em um tanque (a até 1,15m de distância).

Palavras-chave: SONAR 3D, Transdutor matricial bidimensional, Subaquático.

ABSTRACT

RODRIGUES, Estevão Patricio. Development and characterization of a two dimensional phased array ultrasonic transducer for underwater applications. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2020.

This work proposes a methodology to model, construct and characterize a two dimensional phased array ultrasonic transducer for water coupling, with the objective of imaging submerged objects in two and three dimensions. Seeking transducer improvements for underwater applications, six prototypes were designed and built. Two kinds of matrices of piezoelectric elements were used: piezoceramic Pz37 and 1-3 piezocomposite. Three prototypes were built with each piezoelectric matrix type, only changing the type of material of the backing layer. Pure ceramics gave rise to transducers **T1** - water backing layer, **T2** - air backing layer and **T3** - tungsten powder composite backing layer. Among them, transducer **T2** presented the best sensitivity for echo detection, transducer **T3** provided the best directivity and transducer **T1** presented intermediate performance in all parameters. The 1-3 piezocomposite gave rise to transducers **T4** - water support layer, **T5** - air support layer, and **T6** - epoxy resin support layer. Among these, the transducer **T5** had the highest sensitivity for detecting echoes, transducer **T4** the highest bandwidth and transducer **T6** the intermediate sensitivity and the lowest bandwidth. Among the transducers **T4-T6**, the transducer **T5** was chosen as the better compromise between sensitivity and bandwidth, because it has the highest average sensitivity to detect echoes (**T4** and **T6** were -3.5dB and -2.6dB lower, respectively), and provides average bandwidth close to that obtained with transducer **T4** (only -0.2dB lower) and larger than that of the transducer **T6** (0.7dB upper). Finally, the **T3** and **T5** transducers were used to generate two- and three-dimensional images of reflectors immersed in a tank (up to 1.15m apart).

Keywords: 3D SONAR, Two-dimensional phased array, Underwater.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1	Transdutor do primeiro sonar funcional criado em 1914 por Fessenden.....	22
Figura 1.2	Transdutor matricial bidimensional (a); sonar instalado no bulbo de proa (b); imagem tridimensional de refletores submersos detectados pelo sonar 3D (c).....	26
Figura 2.1	Principais componentes de um transdutor ultrassônico monoelemento.....	29
Figura 2.2	Transdutor modelado como um pistão plano rígido de área A que responde com uma força F e velocidade v a uma voltagem V e corrente I aplicada nos seus terminais de entrada elétrica.....	30
Figura 2.3	Impedância elétrica de um transdutor de piezocompósito 1-3 de $f_r=500\text{kHz}$, imerso em água e com retaguarda de ar, simulado com o modelo KLM.....	31
Figura 2.4	Representação do circuito KLM: placa piezelétrica no modo espessura (a) e circuito de três portas (elétrica, acústica traseira e acústica frontal) (b).....	31
Figura 2.5	O KLM de três portas (a) pode ser convertido em um circuito de duas portas (b), quando a porta acústica traseira é fechada com uma impedância acústica específica.....	33
Figura 2.6	Matrizes ABCD elementares que compõem o circuito KLM.....	34
Figura 2.7	Circuito KLM de uma piezocerâmica dividido em matrizes elementares.....	36
Figura 2.8	Representação esquemática de um transdutor operando em modo pulso-eco, sendo que o mesmo transdutor que emite (a) é o mesmo que recebe os sinais acústicos (b).....	38
Figura 2.9	Forma de onda do pulso-eco (c) calculada com a convolução da excitação elétrica, um pulso quadrado negativo (a), com a resposta impulsiva do pulso-eco (b).....	39
Figura 2.10	Transdutor matricial 2D com elementos de área A (a), modelado como pistões planos circundados por um defletor rígido infinito (b), dentro de um sistema de coordenadas esféricas (c)	40
Figura 2.11	Geometria e sistema de coordenadas para calcular a resposta impulsiva de um pistão retangular (a). O ângulo $\Omega(t)$ é determinado pelo comprimento do arco ativo $L(t)$ e as quatro regiões definidas no quadrante $x \geq 0$ e $y \geq 0$ (b).....	41
Figura 2.12	Respostas impulsivas de cada elemento do transdutor matricial linear de 32 elementos (por simetria apenas 16 foram plotados): simulação obtida com o software desenvolvido neste trabalho (a) e simulação apresentada por San Emeterio e Ullate (1992).....	43
Figura 2.13	Comparação da resposta impulsiva do transdutor matricial sem atrasos (todos emitindo juntos) e sem apodização (linha azul), com a de um transdutor monoelemento com dimensões equivalentes as da abertura total da matriz (linha preta), simulada pelo o autor (a) e apresentada por San Emeterio e Ullate (1992)(b)	44
Figura 2.14	Simulação da resposta de pressão normalizada para o transdutor monoelemento (a) e para transdutor matricial linear (b), com excitação transiente de 3MHz e 50% de <i>bandwidth</i> (c).....	44
Figura 2.15	Diretividade no campo distante de um elemento $2a=12\text{ mm}$, $f_o=5\text{MHz}$, imerso em água sem apodização (—), e com janela cosseno (--) (a); janela cosseno (—), Hanning (—), Hamming (—), e Blackman (.) (b).....	46
Figura 2.16	Amplitude normalizada de uma janela discreta Blackman.....	46
Figura 2.17	Distribuição da pressão no eixo acústico z (a) e perfil transversal da pressão (b), considerando excitação harmônica.....	47
Figura 2.18	Diretividade em coordenada angular direta (a), em coordenada logarítmica (b), e em coordenada polar (c); os lóbulos laterais e de espaçamentos são identificados no padrão de radiação acústica em (d) e em (e), respectivamente.....	48

Figura 2.19	Simulação do padrão do feixe com o lóbulo principal P defletido a 10 graus e os lóbulos de espaçamento E_1 e E_2 deslocados no mesmo sentido (positivo). Representação dos limites de deflexão máximo e mínimo $\theta_{\max}$ e $\theta_{\min}$	51
Figura 3.1	Tempo de duração de uma forma de onda para um decaimento de -20 dB da amplitude máxima. Pulso-eco simulado com o modelo KLM implementado em MATLAB.....	52
Figura 3.2	A largura de banda, a frequência de pico e a frequência central são determinadas com a FFT da forma de onda medida em ensaio de pulso-eco.....	53
Figura 3.3	TVR em função da frequência de um elemento piezocompósito 1-3 de um transdutor matricial para imagem submarina.....	54
Figura 3.4	Esquema experimental para medir o <i>cross-talk</i> de um transdutor matricial 2D, aplicando sinais no domínio da frequência (cabo vermelho) e amostrando-os (cabo verde).....	55
Figura 3.5	Esquema experimental para medir as ondas acústicas que se propagam na face emissora do transdutor matricial 2D, aplicando pulsos de banda larga.....	56
Figura 4.1	Imagens por ultrassom obtidas a partir dos ecos simulados provenientes de um refletor pontual: representação do transdutor inspecionando o meio (a); eco no domínio do tempo formando a imagem A-scan (b); 64 A-scans formando a imagem B-scan “crua” (c) e pós-processada com <i>SAFT</i> (d); C-scan num plano paralelo a face do transdutor, com pós-processamento <i>SAFT</i> , apresentando <i>grating lobes</i> devidos ao transdutor subamostrado (e).....	58
Figura 4.2	Representação do centroide X_{cn} ($n=1...N$) dos elementos do transdutor matricial linear e do tempo de percurso $2T(X_{cn}, Y)$ entre o elemento e os pontos Y da grade.....	59
Figura 4.3	A intensidade do pixel no ponto Y da grade é dada pela somatória dos valores dos ecos nos instantes $2T(X_{cn}, Y)$ calculados para cada elemento.....	60
Figura 4.4	Método de formação de imagem tridimensional com a técnica <i>SAFT</i>	61
Figura 4.5	Método de formação de imagem bidimensional com a técnica <i>TFM</i>	62
Figura 4.6	Método de formação de imagem tridimensional com a técnica <i>TFM</i>	63
Figura 5.1	Componentes principais do transdutor matricial 2D 4x4 de piezocompósito 1-3. A espessura, a largura e o passo entre elementos (<i>pitch</i>) são dados respectivamente por $b=2,8\text{mm}$, $a=5\text{mm}$ e $d=5,2\text{mm}$, resultando em uma matriz de comprimento $L=20,6\text{mm}$	64
Figura 5.2	Geometria de um elemento piezocompósito 1-3: $a_{1-3}=1,53\text{mm}$; $d_{1-3}=1,73\text{mm}$	67
Figura 5.3	Propriedades simuladas do piezocompósito 1-3.....	69
Figura 5.4	Pulsos para simular o campo acústico: <i>broad band</i> (a); <i>narrow band</i> (b).....	70
Figura 5.5	Perfis de pressão simulados no plano azimutal, focalizados a 1m e defletidos em $\theta=15^\circ$, plotados no raio de 50mm.....	71
Figura 5.6	Deflexões simuladas para pulsos de banda estreita (a) e banda larga (b), focalizados a 1m e defletidos em $\theta=15^\circ$ e $\varphi=45^\circ$, em $z=50\text{mm}$	71
Figura 5.7	Deflexões simuladas no plano azimutal ($\varphi=0^\circ$), com foco em $R=1\text{m}$, no raio de 50mm: $\theta=0^\circ$ (a), $\theta=10^\circ$ (b), $\theta=15^\circ$ (c), e $\theta=20^\circ$ (d).....	72
Figura 5.8	Onda acústica p incidindo normalmente em uma interface com impedância acústica diferente, sendo parcialmente transmitida e refletida, de acordo com os coeficientes de transmissão T e de reflexão R	73
Figura 5.9	Representação esquemática de um transdutor completo modelado como um circuito KLM com matrizes elementares de transferência.....	75
Figura 5.10	A frequência de ressonância f_r foi determinada pela condutância (a) e o indutor série L foi calculado com a impedância elétrica complexa (b) e (c).....	78
Figura 5.11	Impedâncias elétricas simuladas antes e depois da compatibilização elétrica: T4 - retaguarda de água (a), T5 - retaguarda de ar (b), T6 - retaguarda de resina (c).....	79

Figura 5.12	Ecos simulados antes e depois da compatibilização elétrica com o indutor: T4 - retaguarda de água (a), T5 - retaguarda de ar (b), T6 - retaguarda de resina (c).....	80
Figura 5.13	FFT do ecos simulados antes e depois da compatibilização elétrica com o indutor: T4 -retaguarda de água (a), T5 -retaguarda de ar (b), T6 -retaguarda de resina (c).....	80
Figura 5.14	Ecos simulados dos transdutores com o indutor de casamento elétrico: forma de onda (a), envoltória das formas de onda (b), FFTs das formas de onda (c).....	81
Figura 5.15	Máquina semiautomática de corte com fixação a vácuo da amostra.....	83
Figura 5.16	Matriz obtida cortando a placa de Pz37 (a); processo de preenchimento dos sulcos com resina epóxi (b) e (c).....	84
Figura 5.17	Matriz de elementos de piezocompósito 1-3 obtida subdividindo cada elemento de Pz37 em 9 pilares (a), (b). Após o processo de corte a matriz foi preparada para o preenchimento dos canais com resina epóxi (c).....	85
Figura 5.18	Preparo do transdutor para o enchimento da camada de acoplamento.....	86
Figura 5.19	Mistura (resina epóxi e pó de alumina) com microbolhas após processo de agitação (a); processo de extração de bolhas com uma câmara de vácuo (b).....	87
Figura 5.20	Processo de lixamento da camada de acoplamento acústico.....	87
Figura 5.21	Matriz de elementos piezocompósitos 1-3 concluída com o <i>matching layer</i>	88
Figura 5.22	Cabo multicoaxial: conectores soldados (a); cabo finalizado (b).....	89
Figura 5.23	Fios de sinais revestidos com verniz isolante.....	89
Figura 5.24	Transdutor parcialmente encapsulado, sem a camada de retaguarda.....	90
Figura 5.25	Transdutor T1 concluído. A sua retaguarda acopla diretamente com a água.....	91
Figura 5.26	Transdutor T2 com camada de retaguarda de ar.....	91
Figura 5.27	Processo de centrifugação para eliminação das bolhas de ar.....	93
Figura 5.28	Transdutor T3 com camada de retaguarda de compósito.....	93
Figura 5.29	Pulsos recebidos por um transdutor de 500kHz sem e com amostra.....	94
Figura 5.30	FFT dos pulsos medidos com e sem a amostra (a). Curva de atenuação (b).....	95
Figura 5.31	Transdutor T6 com camada de retaguarda de resina epóxi.....	95
Figura 5.32	Transdutor completo concluído, com cabo coaxial e PCB de indutores série.....	96
Figura 5.33	Medição do módulo (amarelo) e fase (azul) da impedância elétrica em ar.....	96
Figura 5.34	Medição do módulo (amarelo) e fase (azul) da impedância elétrica em água.....	97
Figura 5.35	Arranjo experimental para medir os ecos de um refletor de latão (D=50mm).....	98
Figura 5.36	Pulsador e Receptor de sinais ultrassônicos.....	98
Figura 5.37	Campo acústico medido com sistema de varredura automatizado.....	99
Figura 5.38	Indutor em série diminui a impedância reativa capacitiva.....	100
Figura 5.39	Sistema de amostragem de dados para a reconstrução de imagem.....	101
Figura 6.1	Impedância elétrica, medida em ar, da placa de cerâmica Pz37 utilizada na fabricação dos transdutores.....	102
Figura 6.2	Magnitude e fase da impedância elétrica em função da frequência, do elemento 10 medida em ar: T1 (sem retaguarda) = T2 (retaguarda de ar) (a); T3 (retaguarda de compósito) (b), e imerso em água: T1 (c); T2 (d); T3 (e); T3 com indutor de 330uH(f)..	103
Figura 6.3	O Eco do elemento 6 medido com o transdutor T1 - retaguarda de água (a), T2 - retaguarda de ar (b), e T3 - retaguarda de compósito (c), mostra que a compatibilização elétrica com o uso do indutor aumenta a amplitude do sinal, melhorando a sensibilidade.....	105
Figura 6.4	Comparação da impedância e fase elétrica medida do elemento 10 (-) com a simulada (-.-), dos transdutores T5 (a) e T6 (b), imersos em água e com cabo multicoaxial.....	107
Figura 6.5	Comparação da impedância e da fase elétrica medida do elemento 10 (-) com a simulada (-.-), dos transdutores T5 (a) e T6 (b), ambos imersos em água, com cabo multicoaxial de 1,5m e indutor série de 330μH.....	107

Figura 6.6	O Eco do elemento 6 medido do transdutor T4 - retaguarda de água (a), T5 - retaguarda de ar (b), e T6 - retaguarda de compósito (c), mostra que a compatibilização elétrica com o uso do indutor aumentou a amplitude do sinal, melhorando a sensibilidade.....	108
Figura 6.7	Eco do elemento 6 medido no domínio do tempo e a sua <i>FFT</i> : transdutor T1 -retaguarda de água(a), T2 -retaguarda de ar(b), e T3 -retaguarda de compósito(c)....	108
Figura 6.8	Sensibilidades medidas relativas à média de todas as respectivas medidas: voltagem pico-a-pico dos ecos (a), largura de banda (b) e frequência central (c).....	109
Figura 6.9	Sensibilidade (dB) dos ecos medidos e normalizados dos transdutores T1 (a), T2 (b), e T3 (c)	110
Figura 6.10	Resposta impulsiva do elemento 11 a uma excitação de pulso quadrado negativo de 100V com 1 μ s de duração, medida com hidrofone, para o transdutor T1 -retaguarda de água (a), T2 -retaguarda de ar (b) e T3 -retaguarda de compósito (c)..	111
Figura 6.11	O campo acústico simulado na face do transdutor ($z = 0$ mm), com os elementos vibrando com a resposta impulsiva do elemento 11 e as sensibilidades medidas do transdutor T1 , permite observar o efeito da apodização dos elementos.....	111
Figura 6.12	Eco do elemento 10 medido (linha contínua) e simulado (linha tracejada) no domínio do tempo e a sua <i>FFT</i> : transdutor T4 - retaguarda de água (a), T5 - retaguarda de ar (b), e T6 - retaguarda de resina epóxi (c).....	113
Figura 6.13	Sensibilidades medidas relativas à média de todas as respectivas medidas: voltagem pico-a-pico (a), largura de banda (b) e frequência central (c).....	114
Figura 6.14	Sensibilidade (dB) dos ecos medidos dos transdutores T4 (a), T5 (b), e T6 (c).....	114
Figura 6.15	Comparações das medições entre os transdutores de piezocerâmica (Pz37) e de piezocompósito 1-3 (C1-3) com retaguarda de água (a) e retaguarda de ar (b).....	115
Figura 6.16	Medidas relativas às médias da sensibilidade dos ecos (a), da largura de banda (b) e da frequência central (c), entre todos os protótipos construídos.....	116
Figura 6.17	Níveis do <i>cross-talk</i> relativos ao elemento 7 medidos no domínio da frequência (a). A maior interferência ocorreu a 354kHz (b).....	118
Figura 6.18	Níveis do <i>cross-talk</i> relativos ao elemento 7 medidos no domínio do tempo e convertidos a frequência pela <i>FFT</i> (a). A maior interferência ocorreu a 354kHz (b)...	118
Figura 6.19	Campo acústico do transdutor T1 , medido (a), e simulado (b), $y=0$ mm, com todos os elementos emitindo juntos (foco natural).....	120
Figura 6.20	Perfil transversal do campo acústico medido e simulado do transdutor T1 (a), transdutor T2 (b), e transdutor T3 (c), em $z=45$ mm; $y=0$ mm; foco natural.....	121
Figura 6.21	Campo acústico simulado com a resposta impulsiva medida do elemento 11 do transdutor T1 (a), transdutor T2 (b), e transdutor T3 (c), em $z=50$ mm; focalizado tridimensionalmente em $R=1$ m; $\theta=25^\circ$; $\varphi=45^\circ$	122
Figura 6.22	Perfil acústico simulado do transdutor T1 (a), T2 (b), e T3 (c), a um raio de 45mm no plano x,z ; focalizado bidimensionalmente em $R=1$ m; $\theta=25^\circ$; $\varphi=0^\circ$	122
Figura 6.23	Parâmetros para reconstruir imagens em um espaço piramidal (imagem OB1).	124
Figura 6.24	Dimensões em milímetros: $d=15$; $h=140$; $D=135$; $R_i=100$; $R_f=170$	125
Figura 6.25	Os artefatos “E1” e “E2” na Imagem B-Scan (a) foram suprimidos reduzindo o <i>dynamic range</i> de -40dB para -6dB (b). A imagem C-scan foi “extraída” do espaço piramidal no plano onde se localiza a interface frontal do OB1 _{real} , $R=D=135$ mm (c), (d).....	126
Figura 6.26	Imagens 3D: as barras coloridas indicam as distâncias em metros dos refletores até o centro do transdutor, que são imageados quando a amplitude do eco está acima do <i>threshold</i> de -40dB(a), -20dB(b), -6dB(c) ou -3dB(d). $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-30:0,5:30]^\circ$.	127
Figura 6.27	Imagens 3D: as barras coloridas indicam as distâncias em metros dos refletores até o centro do transdutor. Vistas: frontal (a); lateral (b); superior (c); perspectiva (d). $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$	128

Figura 6.28	Dimensões em milímetros: a, c=10; b=25; d=20; e=25; f=15; g=170; h=155; D=160; Ri=120; Rf=240.....	129
Figura 6.29	Devido à presença de artefatos importantes (a),(c), os refletores OB2 _{E/D} só foram identificados limitando a faixa dinâmica em -3dB (b), (d). $\Delta\varphi=0^\circ$, $\Delta\theta=[-30:0,5:30]^\circ$	129
Figura 6.30	Imagens 3D: as barras de alumínio retangulares são imageadas como dois pseudos círculos (o mais próximo em vermelho e o mais distante em azul) em um volume delimitado por $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$. Os artefatos foram totalmente suprimidos com o <i>threshold</i> ajustado em -3dB e com filtro passa-faixa de 100kHz a 380kHz.....	130
Figura 6.31	Imagens 3D: as barras de alumínio retangulares são imageadas como dois pseudos círculos (a),(d). As imagens 3D provêm as distâncias laterais e longitudinais entre os objetos (a..c), e as suas distâncias relativas ao transdutor. Vistas: frontal (a); lateral (b); superior (c); perspectiva (d). $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$	131
Figura 6.32	OB3: e=11mm; d=8mm; D=136mm; H=133mm.....	132
Figura 6.33	Na imagem com faixa dinâmica de -20dB é possível localizar o suporte de acrílico (a), entretanto, as ambiguidades na região de interesse (c) só foram minimizadas limitando a faixa dinâmica em -6dB, possibilitando identificar OB3 _E e OB3 _D (b), (d)...	132
Figura 6.34	A imagem C-scan foi obtida no plano onde se localizam as interfaces frontais do OB3 _E e OB3 _D (a). A faixa dinâmica é de -6dB e filtro de 100kHz a 380kHz (b).....	133
Figura 6.35	Imagens 3D: vista frontal (a), lateral (b), superior (c) e perspectiva (d). $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$	134
Figura 6.36	Os parafusos são refletores planos com 8,5mm de diâmetro, defasados uns dos outros em 120° e com alturas h1=35mm, h2=30mm e h3=25mm.....	135
Figura 6.37	A distância do centro da face do transdutor ao centro da face do parafuso vermelho, laranja e amarelo é de 180mm, 185mm e 190mm, respectivamente, e D=215mm.....	135
Figura 6.38	Imagens 3D: vista frontal (a), lateral (b), superior (c) e perspectiva (d). O volume piramidal é delimitado por $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-25:0,5:25]^\circ$. O <i>threshold</i> é de -60dB e a banda do filtro passa-faixa é de 100kHz a 800kHz.....	136
Figura 6.39	Duas placas retangulares de aço (60x160mm) foram posicionadas à frente do transdutor paralelamente à sua face (a), interespaçados em $\theta_{OB5}=8,5^\circ$. A distância do centro do refletor azul e do vermelho em relação ao centro do transdutor é R _D =1,15m e R _E =1m, respectivamente (b). As dimensões do tanque são: C=1,4m, L=0,6m e profundidade A=0,2m.....	137
Figura 6.40	O volume de interesse da imagem foi delimitado em: $\Delta\varphi=8^\circ$; $\Delta\theta=30^\circ$; $\delta\theta=\delta\varphi=0,5^\circ$; Ri=0,95m; Rf=1,25m. Na imagem SAFT foi utilizado <i>threshold</i> de -6dB (a) e na imagem TFM o <i>threshold</i> foi de -40dB (b), ambas com filtro passa-faixa de 100 a 800kHz.....	138
Figura 6.41	Imagens 3D TFM: vista frontal (a), superior (b) e lateral (c). O volume piramidal é delimitado por $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$. O <i>threshold</i> é de -40dB e a banda do filtro passa-faixa é entre 100kHz a 800kHz.....	139

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Expressões para calcular o ângulo Ω	41
Tabela 2.2	Largura angular a -6dB do lóbulo principal no campo distante e a amplitude do primeiro lóbulo lateral relativa a amplitude do lóbulo principal para diversas funções janelas.....	46
Tabela 5.1	Propriedades das fases do piezocompósito 1-3.....	68
Tabela 5.2	Propriedades acústicas de alguns materiais.....	73
Tabela 5.3	Parâmetros para simular os transdutores T4 , T5 e T6	78
Tabela 5.4	Impedâncias elétricas complexas simuladas com e sem o indutor série.....	79
Tabela 5.5	Resultados do pulso-eco simulado com indutor série.....	81
Tabela 5.6	Parâmetros de medição do campo acústico.....	100
Tabela 6.1	Impedâncias elétricas medidas dos transdutores piezocerâmicos.....	104
Tabela 6.2	Impedâncias elétricas medidas dos transdutores de piezocompósito 1-3.....	106
Tabela 6.3	Características dos transdutores T1 (retaguarda de água), T2 (retaguarda de ar) e T3 (retaguarda de compósito).....	109
Tabela 6.4	Características medidas (med.) e simuladas (sim.) dos transdutores T4 (retaguarda de água), T5 (retaguarda de ar) e T6 (retaguarda de resina).....	114

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área da seção transversal do transdutor (m^2)
a	Largura do elemento piezelétrico (m)
b	Espessura do elemento piezelétrico (m)
d	Passo entre elementos (<i>pitch</i>) (m)
e	Espaço entre elementos; espessura do disco de corte (<i>kerf</i>) (m)
ρ	Densidade do meio de propagação acústica (kg/m^3)
c	Velocidade de propagação da onda no meio (m/s)
Z	Impedância acústica (rayl)
v	Velocidade da partícula (m/s)
t	Tempo (s)
Δt	Atraso da excitação do elemento, ou do eco, para focalizar o feixe acústico (s)
$v_n(t)$	Componente normal da velocidade do pistão (m/s)
(θ, φ, r)	Sistema de coordenadas esféricas
(x, y, z)	Sistema de coordenadas cartesianas
P	Ponto no campo acústico em coordenadas cartesianas ou esféricas
P'	Projeção do ponto P no plano da face do pistão
$\delta(t)$	Função delta de Dirac
Ω	Ângulo dos arcos concêntricos ao ponto P' (rad)
σ	Raio do arco ativo (m)
$h(P, t)$	Resposta impulsiva de um elemento observada em um ponto P
$h_a(P, t)$	Resposta impulsiva da matriz (<i>array</i>) observada em um ponto P
$p(P, t)$	Pressão acústica transiente observada em um ponto P
A	Coeficiente de apodização da resposta impulsiva de um elemento
λ	Comprimento de onda (m)
C_o	Capacitância da cerâmica (F)
ϵ_{33}^S	Constante dielétrica do material piezelétrico à deformação constante (F/m)
h_{33}	Constante de transmissão (V/m)
e_{33}	Constante de tensão piezelétrica (C/m ²)
c_{33}^D	Constante elástica a deslocamento elétrico constante (N/m ²)
l	Comprimento da linha de transmissão acústica ou elétrica (m)
L	Indutância (H)
Z	Impedância elétrica (Ω)
R	Resistência elétrica (Ω)
X	Reatância elétrica (Ω)
Y	Admitância elétrica (S)
G	Condutância elétrica (S)
B	Susceptância elétrica (S)
T	Matriz de transferência do transdutor
A, B, C, D	Coeficientes da matriz de transferência
T	Coeficiente de transmissão da onda ultrassônica
R	Coeficiente de reflexão da onda ultrassônica
T_i	Coeficiente de intensidade de transmissão da onda ultrassônica
R_i	Coeficiente de intensidade de reflexão da onda ultrassônica
T_T	Coeficiente de transmissão total da onda ultrassônica
ω	Frequência angular (rad/s)
f	Frequência (Hz)
f_o	Frequência de operação do transdutor (Hz)

f_r	Frequência de ressonância (Hz)
f_a	Frequência de anti ressonância (Hz)
$Z_{in}(\omega)$	Impedância elétrica observada nos terminais elétricos de entrada do transdutor (Ω)
$FTE(\omega)$	Função de transferência do transdutor emitindo ondas ultrassônicas
$FTR(\omega)$	Função de transferência do transdutor recebendo ondas ultrassônicas
$FTER(\omega)$	Função de transferência do transdutor recebendo os ecos das ondas emitidas

SUMÁRIO

Capítulo 1

INTRODUÇÃO	20
1.1 Introdução e Justificativa	20
1.2 Revisão Bibliográfica	21
1.2.1 Uma breve história do sonar	21
1.2.2 Transdutores ultrassônicos para acoplamento em água	22
1.2.3 Sonares tridimensionais comerciais para aplicações submarinas	25
1.3 Objetivos	27
1.4 Organização	27

Capítulo 2

MODELAGEM DO TRANSDUTOR PIEZELÉTRICO DE ULTRASSOM	29
2.1 O transdutor piezelétrico de ultrassom	29
2.2 Modelo eletroacústico KLM e matrizes ABDC	30
2.2.1 Impedância elétrica do transdutor	36
2.2.2 Forma de onda em emissão, recepção e pulso-eco	38
2.3 Modelagem do campo acústico	39
2.3.1 O transdutor matricial 2D modelado como um pistão plano retangular	39
2.3.2 Janelas de apodização	45
2.3.3 Campo próximo e campo distante	47
2.3.4 Diretividade	48
2.3.5 Resolução angular	49
2.3.6 Artefatos e limite de deflexão	50

Capítulo 3

CARACTERIZAÇÃO DE TRANSDUTORES	52
3.1 Forma de onda e duração do pulso ultrassônico	52
3.2 Largura de banda (<i>bandwidth</i>), frequência de pico e frequência central	53
3.3 Resposta acústica (<i>Transmitting Voltage Response - TVR</i>)	54
3.4 Acoplamento interelemento (<i>cross-talk</i>)	55

Capítulo 4	
IMAGENS DE ULTRASSOM COM TRANSDUTORES MATRICIAIS	57
4.1 Imagens A-scan, B-scan, e C-scan	57
4.2 Técnicas de focalização com abertura sintética com <i>arrays</i> 1D e 2D	59
4.2.1 Técnica de imagem <i>Synthetic Aperture Focusing Technique - SAFT</i>	59
4.2.2 Técnica de imagem <i>Total Focusing Method - TFM</i>	61
Capítulo 5	
MATERIAIS E MÉTODOS	64
5.1 Projeto do transdutor ultrassônico matricial bidimensional	64
5.1.1 Matriz bidimensional de elementos piezelétricos	65
5.1.2 Simulação de deflexão e focalização do feixe acústico	69
5.1.3 Camada de Acoplamento Acústico e Camada de Retaguarda	72
5.1.4. Simulação da impedância elétrica, do pulso-eco e da largura de banda	75
5.2 Fabricação do transdutor ultrassônico matricial bidimensional	82
5.2.1 Construção da matriz bidimensional de elementos piezelétricos	82
5.2.2 Construção da camada de acoplamento acústico	85
5.2.3 Interconexões elétricas	88
5.2.4 Construção do encapsulamento parcial	90
5.2.5 Construção da camada de retaguarda	91
5.3 Caracterização do transdutor ultrassônico matricial bidimensional	96
5.3.1 Medição da impedância elétrica	96
5.3.2 Medição da forma de onda e do campo acústico	97
5.4 Compatibilização da impedância elétrica	100
5.5 Ensaios de detecção e geração de imagens de objetos submersos	101
Capítulo 6	
RESULTADOS	102
6.1 Caracterização elétrica, eletroacústica e acústica	102
6.1.1 Impedância elétrica medida e compatibilizada dos transdutores T1-T3	102
6.1.2 Impedância elétrica medida e compatibilizada dos transdutores T4-T6	105
6.1.3 Forma de onda e largura de banda medida dos transdutores T1-T3	108
6.1.4 Forma de onda e largura de banda medida dos transdutores T4-T6	111
6.1.5 Comparações das respostas eletroacústicas dos transdutores T1-T6	115

6.1.6 Medição do acoplamento interelementos (<i>cross-talk</i>) do transdutor T5	117
6.1.7 Medição do campo acústico dos transdutores T1-T3	119
6.2 Imagens de objetos imersos em água geradas com o transdutor T3 e T5	123
6.2.1 Parafuso de aço - OB1 (<i>SAFT</i> - T3)	125
6.2.2 Barras de alumínio - OB2 (<i>SAFT</i> - T3)	128
6.2.3 Tubos de acrílico - OB3 (<i>SAFT</i> - T3)	131
6.2.4 Parafusos de aço defasados em 120° - OB4 (<i>TFM</i> - T5)	134
6.2.5 Placas de aço - OB5 (<i>TFM</i> e <i>SAFT</i> - T5)	137
Capítulo 7	
CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	140
7.1 Conclusões	140
7.2 Trabalhos Futuros	142
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	143
APÊNDICE A - Programa para modelar um piezocompósito 1-3 (MATLAB)	146
APÊNDICE B - Programa para simular a impedância elétrica, a forma de onda emitida e a do eco de um transdutor piezelétrico (MATLAB)	148

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Introdução e Justificativa

A exploração submarina tem se tornado cada vez mais importante para muitas aplicações envolvendo questões físicas, biológicas, geológicas, arqueológicas e industriais. As câmeras ópticas subaquáticas oferecem imagens de alta resolução, mas o seu alcance é limitado, principalmente em águas profundas, turvas e com muitas partículas em suspensão. Nesse cenário, com pouca, ou até mesmo nenhuma visibilidade, um transdutor ultrassônico matricial bidimensional pode ser utilizado como um sonar (*Sound Navigation and Ranging*), viabilizando a detecção, a identificação e a reconstrução da imagem de objetos em duas e em três dimensões, com informações precisas da distância e das suas dimensões (Trucco, Palmese, e Repetto, 2008). Essas características tornam o transdutor matricial bidimensional atrativo para auxiliar na navegação de veículos submersíveis não tripulados autônomos *AUV* (*Autonomous Unmanned Vehicle*), para detectar e identificar obstáculos, podendo também ser utilizado em submersíveis teleoperados *ROV* (*Remotely Operated Vehicle*) para a geração de imagens de pontes, plataformas de gás e óleo e outros.

Uma das vantagens dos transdutores ultrassônicos matriciais bidimensionais em relação a outros transdutores aplicados em sonares é que eles podem defletir e focalizar feixes acústicos eletronicamente, em um espaço tridimensional, sem precisar ser movido. A focalização eletrônica é realizada excitando os elementos piezelétricos em instantes diferentes, formando uma frente de onda que converge num ponto ou direção de interesse, fazendo o transdutor atuar como uma lente acústica virtual que pode mudar de foco dinamicamente.

Do ponto de vista econômico, trata-se de um dispositivo de alto custo, cujos detalhes de construção são mantidos em sigilo pelos fabricantes, justificando o trabalho apresentado como um material de consulta para projetos de transdutores matriciais bidimensionais utilizados como sonar. Do ponto de vista acadêmico, poucos trabalhos apresentam informações de modelagem e dos tipos de materiais

utilizados na sua construção, como o tipo de material ativo (piezocerâmica ou piezocompósito), de camada de retaguarda e de encapsulamento.

Por fim, o transdutor desenvolvido e construído neste trabalho poderá ser utilizado em trabalhos acadêmicos futuros, como no desenvolvimento de algoritmos de imagens submarinas ou no desenvolvimento de um sistema de sonar.

1.2 Revisão Bibliográfica

1.2.1 Uma breve história do sonar

O uso do som no meio submarino pelo homem tem sido relatado desde 1490, quando Leonardo Da Vinci escreveu: *“Se você fizer com que o seu barco pare, e colocar a cabeça de um longo tubo na água e colocar a outra extremidade no seu ouvido, você ouvirá barcos a uma grande distância de você”* (Bronzino e Peterson, 2015; Li, 2012). O método de detecção de embarcações descrito por Leonardo Da Vinci é o princípio dos sonares passivos, que detectam ondas acústicas emitidas por animais marinhos, navios, submarinos, fenômenos geofísicos e outros. Os sonares passivos são constituídos de um ou de vários elementos transdutores, denominados hidrofones, que convertem a energia acústica em energia elétrica.

Entretanto, foi no início do século XX que o sonar surgiu como um sistema funcional para detectar e determinar a distância de refletores submersos com o propósito de navegar e detectar submarinos na Primeira Guerra Mundial (Ensminger e Bond, 2011; Li, 2012). O naufrágio do Titanic em 1912 também acelerou o desenvolvimento do sonar. Essa grande embarcação afundou no oceano Atlântico após colidir com um iceberg, provocando a morte de 1513 pessoas de um total de 2208 a bordo (Li, 2012). Dentro de uma semana após o naufrágio do Titanic, Lewis Richardson requereu uma patente da aplicação de localizar e determinar a distância por eco (este é o princípio do sonar ativo) tanto no ar como no meio submarino, embora se acredite que ele não implementou essas ideias, provavelmente por não ter transdutores adequados disponíveis (Sherman e Butler, 2007).

Finalmente, em 1914, o primeiro sonar funcional foi criado (Figura 1.1) e patenteado nos Estados Unidos pelo canadense Reginald Aubrey Fessenden, utilizando um novo tipo de transdutor de bobina móvel que podia operar a 500Hz e a

1000Hz (Ensminger e Bond, 2011; Sherman e Butler, 2007). Esse sonar foi utilizado em submarinos americanos durante a Primeira Guerra Mundial e, no dia 27 de abril de 1914, um iceberg foi detectado a uma distância de aproximadamente duas milhas (cerca de 3,2km) com esse sonar operando em modo pulso-eco (Sherman e Butler, 2007).

Figura 1.1 - Transdutor do primeiro sonar funcional criado em 1914 por Fessenden

Fonte: Sherman and Butler, 2007.

1.2.2 Transdutores ultrassônicos piezelétricos para acoplamento em água

As cerâmicas piezelétricas do tipo PZT (Titanato Zirconato de Chumbo) e os piezocompósitos constituídos de uma fase de piezocerâmica (material ativo) e uma fase de resina (material passivo) são materiais transdutores muito utilizados na construção de sonares ativos. Assim sendo, a revisão bibliográfica foi realizada tendo como foco os transdutores de ultrassom constituídos de piezocerâmica e piezocompósito 1-3, adequados para a utilização como sonares de imagens subaquáticas.

Dada a importância da aplicação dos transdutores de ultrassom em sonares subaquáticos, esforços têm sido feitos para melhorar a qualidade de imagem, reduzir a complexidade da eletrônica, reduzir o tempo de processamento da imagem e torná-los menores, viabilizando o seu uso em veículos submersíveis não tripulados autônomos e operados remotamente.

Um sonar miniaturizado foi desenvolvido por Jonsson et al. (2010) para ser embarcado em um submersível de exploração autônomo miniaturizado (*MASE*). Foram construídos e comparados sonares retangulares com elementos de dimensões de 50mm de comprimento e 1,5mm de largura, usando dois tipos de cerâmicas PZT, sendo uma PKI 402 (Piezo Kinetics), classificada como de potência (cerâmica dura), e a outra uma PIC 151 (PI Ceramic), de baixa potência (cerâmica macia), ambas operando em frequência em torno dos 500kHz. Além do tipo de cerâmica, foram testadas camadas de acoplamento acústico de compósito com diferentes proporções de epóxi e tungstênio. A camada de retaguarda foi feita com uma mistura de resina epóxi e partículas de cortiça e o encapsulamento foi feito de latão.

A forma de distribuição dos elementos de um transdutor matricial bidimensional influencia na qualidade da imagem. Esse parâmetro foi estudado por Mondal, Wilcox e Drinkwater (2005), que projetaram e construíram um transdutor matricial bidimensional para a inspeção de vasos de pressão de alumínio, simulando três tipos de transdutores: um transdutor matricial bidimensional com 36 elementos distribuídos em uma matriz quadrada; um transdutor em forma de cruz com 16 elementos emissores na vertical e 16 receptores na horizontal; e um transdutor circular com todos os seus 32 elementos operando como emissores e receptores. Dentre os transdutores simulados, o circular apresentou a melhor resolução (menor volume da imagem de um refletor pontual para decaimento de -6dB) e foi o escolhido para a construção do transdutor. O transdutor circular foi fabricado com 32 elementos PZT com diâmetros de 3mm, espessura de 1mm, espaçados de 4mm. Nos ensaios os elementos foram pulsados com 5 ciclos de senoide (burst), com janela Hanning com frequência de 600kHz.

Os transdutores matriciais bidimensionais de abertura quadrada com $N \times N$ elementos são os mais comuns, porém para que se obtenha boa resolução nas imagens, uma grande quantidade de elementos é necessária, aumentando a complexidade da eletrônica usada para emitir e receber os pulsos. Com isso, novos tipos de matrizes, como as circulares e as esparsas, têm sido estudados em busca de uma forma de viabilizar a geração de imagens com transdutores com menos elementos. Turnbull e Foster (1991) estudaram as propriedades de matrizes esparsas (*sparse array*), que são obtidas com a remoção aleatória de elementos de

uma matriz densa (*full matrix*). Nessa configuração de matriz, o passo médio entre elementos é maior do que $\lambda/2$, mas os lóbulos de espaçamento são amenizados pela distribuição não uniforme dos elementos. Nas simulações, os autores verificaram que a amplitude dos lóbulos laterais (*side lobes*) aumenta à medida que o número de elementos diminuiu. O uso da matriz esparsa diminui a perda de energia acústica do lóbulo principal aos lóbulos laterais, entretanto, a resolução lateral piora devido ao aumento da largura do lóbulo principal.

Akhnak (2002) desenvolveu, em sua tese de doutorado, um transdutor matricial bidimensional de abertura circular anelar segmentada com 64 elementos, feito de piezocompósito 1-3 com cerâmica Pz27 (*Ferroperm*) de 1,5MHz e com resina Araldite D (*Giba & Geidy*). A partir do substrato de compósito, os elementos foram obtidos colando-se uma máscara de circuito flexível de kevlar, de eletrodos na forma de anéis segmentados. Desse modo, o piezocompósito delimitado pela máscara formou os elementos do transdutor. A quantidade de elementos e de canais de emissão e recepção de pulsos foi reduzida sem impactar muito a qualidade de imagem, mas o processo de construção é mais complexo e de controle mais rigoroso, pois a camada de adesivo (resina epóxi) de fixação da máscara no compósito gera capacitâncias espúrias que degradam a transdução, reduzindo o coeficiente de acoplamento no modo espessura, k_t . Para evitar (ou amenizar) esse problema, a máscara deve ser comprimida sobre o substrato de compósito com pressão suficiente para deixar apenas uma fina camada de resina, mas ao mesmo tempo, sem que ocorra a fratura da cerâmica.

Ehrhardt et al. (2016) desenvolveram um sistema de sonar para gerar imagens tridimensionais. O sonar é formado por um transdutor ultrassônico matricial bidimensional com 1024 elementos e por um sistema eletrônico FPGA. Para controlar os 1024 elementos na emissão, um sistema paralelo de 128 canais aciona 8 elementos ligados em paralelo, com leis de atraso, para emitir feixes acústicos desfocalizados a fim de cobrir uma área grande de refletores. O transdutor é constituído por uma matriz quadrada com 32x32 elementos de piezocompósito 1-3, com passo de elementos (distância entre o centro de um elemento ao adjacente) de 2λ e com frequência central de 1MHz. A emissão e a recepção de sinais foram otimizadas com a adição de duas camadas de casamento acústico. A camada de retaguarda foi construída com um material de baixa impedância acústica,

favorecendo a sensibilidade do transdutor. Para proteger o transdutor contra a corrosão causada pela água salina, o transdutor foi moldado com um composto fundido próprio para aplicações de sonar. Esse material provê baixo nível de absorção de água, uma impedância acústica próxima à da água e um baixo nível de amortecimento acústico. O nível de *cross-talk* (perturbações mecânicas e/ou elétricas nos elementos adjacentes ao elemento ativo) medido em relação ao primeiro elemento vizinho ficou em torno de -20dB. Com as especificações apresentadas se podem estimar algumas características: o tamanho da abertura 96x96mm, o passo dos elementos (*pitch*) 3mm e o foco natural considerando todos os elementos excitados simultaneamente sem apodização 2,1m.

1.2.3 Sonares tridimensionais comerciais para aplicações submarinas

Os sonares tridimensionais são produtos com alto valor agregado e que podem ser produzidos e customizados para atender às necessidades específicas do cliente. Trata-se de um produto exclusivo, cujos detalhes constitutivos são, por razões óbvias, mantidos em sigilo.

A fabricante de sonares *FarSounder* expõe em sua lista de produtos um sonar matricial bidimensional constituído de 100 elementos distribuídos em uma matriz de 10x10 elementos (Figura 1.2.a). O sonar 3D opera submerso, instalado no bulbo do navio (Figura 1.2.b). O cenário submarino é imageado para detectar e determinar a distância de obstáculos, possibilitando à embarcação desviar dos mesmos evitando assim colisões. Esse tipo de sonar é conhecido como 3D *forward looking sonar*. Os objetos são representados na tela do computador como uma nuvem de pontos coloridos. A barra métrica colorida indica a distância relativa dos refletores ao sonar (à parte frontal da embarcação), tal que os objetos mais próximos são pontos vermelhos e os mais distantes são pontos azuis (Figura 1.2.c). De acordo com a fabricante, o sonar pode gerar a imagem de um cenário subaquático com apenas um pulso (*ping*), emitindo um feixe amplo à frente da embarcação, enquanto os elementos receptores do transdutor matricial bidimensional recebem os ecos dos objetos (refletores) submersos. A amostragem dos ecos com apenas um *ping* viabiliza gerar imagens em tempo real, com vários frames por segundo.

O sonar para imagens tridimensionais *Echoscope 3D*, da empresa *Coda Octopus*, pode gerar imagens de alta qualidade a taxa de 12Hz. Possui 16384 elementos distribuídos em uma matriz 128x128, e pode operar nas frequências (selecionáveis por software) de 375kHz e 610kHz, proporcionando um campo angular de visão (elevação x azimute) e resolução de $50^{\circ} \times 50^{\circ} \times 0,4^{\circ}$ e $25^{\circ} \times 25^{\circ} \times 0,2^{\circ}$, de acordo com as respectivas frequências. A resolução longitudinal é de 30mm e o alcance operacional situa-se entre 1 a 120m. A profundidade máxima de trabalho é de 600m. Com dimensões relativamente compactas 380x300x160mm, esse sonar pode ser operado por mergulhadores com o uso de *pads* (suporte para as mãos) e também embarcado em submarinos não tripulados operados remotamente.

Figura 1.2 - Transdutor matricial bidimensional (a); sonar instalado no bulbo de proa (b); imagem tridimensional de refletores submersos detectados pelo sonar 3D (c).

Fonte: Gentilmente cedida por *FarSounder, Inc.* 2018.

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é apresentar uma metodologia para modelar, construir e caracterizar um transdutor ultrassônico matricial bidimensional que viabilize gerar imagens em duas e em três dimensões de objetos submersos, a uma distância de até 1 metro.

São apresentados modelos teóricos para simular e otimizar a resposta eletroacústica e o campo acústico de transdutores piezelétricos de banda larga, que podem ser utilizados para projetar transdutores ultrassônicos matriciais bidimensionais acoplados em água. Também são testados e comparados diferentes tipos de camada de retaguarda (*backing layer*) e de elementos piezelétricos para otimizar a detecção dos objetos e melhorar a qualidade das imagens.

1.4 Organização

No **Capítulo 1** é apresentada uma revisão bibliográfica. O capítulo se inicia com um breve histórico do surgimento do sonar e a sua importância no meio submarino. Posteriormente, são revisados trabalhos sobre transdutores piezelétricos de piezocerâmica acoplados em água e também sobre transdutores matriciais bidimensionais, que podem defletir e focalizar feixes acústicos em um espaço tridimensional e serem utilizados em sonares 3D. Por fim, são apresentados alguns sonares 3D comerciais utilizados como câmeras tridimensionais e como sonares de navegação (3D *forward looking sonar*).

No **Capítulo 2** são apresentados os principais modelos teóricos utilizados para modelar os protótipos de transdutores apresentados neste trabalho. Primeiramente é apresentado o transdutor piezelétrico de ultrassom e as suas principais partes constitutivas. Posteriormente é abordado o modelo teórico do transdutor piezelétrico modelado como um circuito eletromecânico, com o modelo KLM e matrizes elementares ABCD. Na sequência é abordado o modelo teórico do transdutor de ultrassom operando como um pistão plano rígido que vibra e gera campo acústico em um meio homogêneo, como a água.

No **Capítulo 3** são abordados os métodos para caracterizar os parâmetros principais de transdutores piezelétricos ultrassônicos acoplados em água, como a forma de onda, a duração do pulso, a largura de banda e a frequência de operação

do transdutor, que são características que influenciam na sensibilidade de detecção dos ecos e na resolução da imagem. Os métodos para medir o acoplamento interelemento, conhecido como *cross-talk*, também são descritos.

No **Capítulo 4** são apresentados os tipos de imagens mais comuns geradas com transdutores de ultrassom. O objetivo é introduzir o leitor às imagens de ultrassom que, ao contrário das imagens óticas, requerem algum treinamento para sua compreensão. Também são apresentados dois algoritmos de pós-processamento de imagens, *SAFT* e *TFM*, que são muito utilizados para melhorar a resolução das imagens de ultrassom. Esses algoritmos foram utilizados para processar as imagens amostradas com os protótipos construídos neste trabalho, apresentadas no Capítulo 6.

O **Capítulo 5** trata dos materiais e métodos utilizados para projetar, construir e caracterizar os protótipos de transdutores matriciais bidimensionais apresentados neste trabalho. Os recursos e arranjos experimentais para realizar as medições para caracterizar os transdutores e para amostrar os sinais para reconstruir as imagens, são apresentados no final deste capítulo.

No **Capítulo 6** são apresentados os resultados da caracterização elétrica, eletroacústica e acústica dos transdutores. As impedâncias elétricas foram medidas antes e depois de compatibilizadas com indutor em série, e os resultados foram comparados por tabelas e gráficos. A forma de onda e a largura de banda dos transdutores, com diferentes tipos de matriz piezelétrica e de camada de retaguarda, foram medidas e comparadas entre si e com as simulações. O campo acústico foi medido e comparado com as simulações, validando o software desenvolvido em MATLAB, que foi baseado no modelo do pistão plano rígido abordado no Capítulo 2. O capítulo é finalizado com ensaios de imagens em duas e em três dimensões de objetos submersos, com os sinais de eco (A-scan) medidos e armazenados como descrito no Capítulo 5, e pós-processados com a técnica *SAFT* e *TFM* apresentadas em detalhes no Capítulo 4.

No **Capítulo 7** são apresentadas as conclusões deste trabalho, baseadas nos resultados experimentais, respaldados nos modelos teóricos implementados. Por fim, são sugeridos trabalhos futuros que possam aprimorar e dar continuidade da pesquisa apresentada nesta dissertação.

Capítulo 2

MODELAGEM DO TRANSDUTOR PIEZELÉTRICO DE ULTRASSOM

2.1 O transdutor piezelétrico de ultrassom

Um transdutor de ultrassom geralmente é construído a partir de um material piezelétrico, que converte uma energia elétrica aplicada nos seus eletrodos em energia mecânica, e vice-versa (Schmerr e Song, 2007). As principais partes constitutivas de um transdutor piezelétrico de ultrassom para acoplamento em água são: a camada de casamento acústico (*matching layer*), que otimiza a sensibilidade e a largura de banda; o material piezelétrico (cerâmica PZT, piezocompósito 1-3 e outros), que realiza a transdução eletromecânica; a camada de retaguarda (*backing layer*), que pode otimizar a largura de banda ou favorecer a emissão acústica; a carcaça, que acondiciona o transdutor e provê proteção física, química e acústica; e o cabo coaxial, que realiza as interconexões elétricas e ameniza interferências (Figura.2.1).

Fonte: Adaptado de Arnau, 2004.

Os modelos teóricos abordados neste trabalho são unidimensionais e assumem que o material piezelétrico se deforma apenas na sua espessura (modo espessura), na direção de polarização da cerâmica (eixo z , Figura 2.1). A condição de contorno do modo espessura é satisfeita quando a razão de aspecto do material piezelétrico, dada pelo quociente da largura pela espessura, é $\leq 0,6$ (aspecto de pilar) ou ≥ 10 (aspecto de placa ou disco) (Bronzino e Peterson, 2015). O fator de acoplamento eletromecânico adequado à primeira geometria é k_{33} e à segunda é k_t (Szabo, 2004). Nessas condições geométricas as vibrações são dominadas pela direção da

espessura, tal que as ressonâncias nas direções laterais ocorrem em frequências tão baixas que elas são negligenciáveis (Szabo, 2004).

Um transdutor operando como um dispositivo que converte tensão elétrica V e corrente elétrica I em força F e velocidade v pode ser representado como na Figura 2.2. Ainda que na realidade a distribuição da pressão sobre a face do transdutor de área A não seja uniforme, neste trabalho é considerado que o transdutor atua como um pistão plano rígido, isto é, a sua face vibra uniformemente com velocidade v .

Figura 2.2 - Transdutor modelado como um pistão plano rígido de área A que responde com uma força F e velocidade v a uma tensão elétrica V e corrente I aplicada nos seus terminais de entrada elétrica.

Fonte: Adaptado de Schmerr e Song, 2007.

2.2 Modelo eletroacústico KLM e matrizes ABCD

O modelo eletroacústico permite simular parâmetros importantes de transdutores piezelétricos ultrassônicos, tais como a impedância elétrica de entrada e a forma de onda em emissão, recepção e pulso-eco.

A simulação da impedância elétrica é útil para identificar as frequências de ressonância, f_r , e antirressonância, f_a , (Figura 2.3) e para casar as impedâncias elétricas do transdutor com o transmissor/receptor de sinais, utilizando indutores. Na frequência de ressonância fundamental do transdutor (também chamada de frequência série) a magnitude da impedância elétrica é mínima, e na frequência de antirressonância (também chamada de frequência paralela) a magnitude é máxima.

A forma de onda é útil para calcular a sensibilidade, a largura de banda e a frequência central do transdutor. Ainda, pode ser utilizada como um parâmetro de

entrada no software de modelagem de campo acústico, descrevendo a componente normal da velocidade de vibração da face do transdutor, quando este é modelado como um pistão plano rígido.

Figura 2.3 - Impedância elétrica de um transdutor de piezocompósito 1-3 de $f_r=500\text{kHz}$, imerso em água e com retaguarda de ar, simulado com o modelo KLM.

Fonte: Autor.

Um modelo muito conhecido para projetar transdutores ultrassônicos piezelétricos é o modelo KLM, proposto por Krimholtz, Leedom e Matthaei (1970). Esse modelo descreve um ressonador piezelétrico, de área A e espessura b , operando em modo espessura (Figura 2.4.a), como um circuito de três portas sendo uma elétrica e duas acústicas (uma traseira e uma frontal), que se interconectam por um transformador ideal com relação Φ (Figura 2.4.b). A porta traseira geralmente é acoplada a um *backing layer* e a porta frontal emite e recebe ondas acústicas.

Figura 2.4 - Representação do circuito KLM: placa piezelétrica no modo espessura (a) e circuito de três portas (elétrica, acústica traseira e acústica frontal) (b).

Fonte: Autor.

Nas portas acústicas do circuito KLM, $1V$ representa uma unidade de força, F , e $1I$ representa uma unidade de velocidade, v . Logo, $V_1 = F_1$, $V_2 = F_2$, $I_1 = v_1$ e $I_2 = v_2$, onde F é a força exercida na face da cerâmica, v é a velocidade da partícula, V é a tensão elétrica e I é a corrente elétrica (Krimholtz, Leedom e Matthaei, 1970). Seguindo essa analogia, a impedância elétrica de entrada do transdutor é dada por

$$Z_{in} = V_3 / I_3 \quad (2.1)$$

e as impedâncias acústicas traseira e frontal são dadas, respectivamente, por

$$Z_1 = F_1 / v_1 \quad (2.2)$$

$$Z_2 = F_2 / v_2 \quad (2.3)$$

Uma atenção especial deve ser tomada com as equações 2.2 e 2.3 para que essas sejam válidas. Sendo a impedância acústica de um meio definido pelas expressões (Kino, 1987),

$$Z = \rho c \quad (2.4)$$

$$Z = -T / v \quad (2.5)$$

onde ρ é a densidade, c é a velocidade de propagação da onda e $T = F/A$ é a tensão mecânica então, se Z_1 e Z_2 forem impedâncias das cargas acústicas, essas devem ser multiplicadas pela área da superfície de radiação acústica, A , para satisfazer a equação 2.5.

Os principais parâmetros do circuito KLM são: Z_c , impedância acústica do material piezelétrico (essa deve ser multiplicada pela área A da cerâmica); $l=b$, comprimento da linha de transmissão acústica dada pela espessura do material piezelétrico (placa, disco ou pilar); k , constante de propagação da onda dada por $2\pi/\lambda$; Φ , relação do transformador ideal; C_o , capacitância “clamped” (à deformação constante) da cerâmica; C' , capacitância negativa calculada para o modelo KLM (às vezes indicada por alguns autores como uma reatância negativa $-jX$). Esses parâmetros são dados por (Szabo, 2004; Krimholtz, Leedom e Matthaei, 1970):

$$C_o = \epsilon_{33}^S A / b \quad (2.6)$$

$$C' = -C_o / (k_t^2 \text{sinc}(f/f_r)) \quad (2.7)$$

$$\Phi = k_t \left(\pi / (\omega_0 C_0 Z_c) \right)^{1/2} \text{sinc}(f/2f_r) \quad (2.8)$$

onde: ϵ_{33}^S é a constante dielétrica do material piezelétrico à deformação constante ($S=0$); k_t é o coeficiente de acoplamento eletromecânico, f e f_r são as frequências de interesse e de ressonância, respectivamente.

A representação matricial do transdutor piezelétrico como um sistema de três portas é dada por (Kino, 1987; Schmerr e Song, 2007):

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} Z_c \cot(kl) & Z_c \text{cosec}(kl) & h_{33}/\omega \\ Z_c \text{cosec}(kl) & Z_c \cot(kl) & h_{33}/\omega \\ h_{33}/\omega & h_{33}/\omega & 1/\omega C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Assumindo que são conhecidas as cargas acústicas na porta traseira, Z_1 , e na porta frontal, Z_2 , definidas nas equações 2.2 e 2.3, respectivamente, a impedância elétrica de entrada do transdutor pode ser calculada a partir da matriz da equação 2.9, resultando (Arnau, 2004; Cheeke, 2012; Kino, 1987):

$$Z_{in}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} \left(1 + k_t^2 \frac{j(Z_1 + Z_2)Z_c \sin(kl) - 2Z_c^2(1 - \cos(kl))}{((Z_c^2 + Z_1 Z_2) \sin(kl) - j(Z_1 + Z_2)Z_c \cos(kl))kl} \right) \quad (2.10)$$

onde $k_t = h_{33}(\epsilon_{33}^S/c_{33}^D)^{1/2}$, h_{33} é uma constante de transmissão dada por $h_{33} = e_{33}/\epsilon_{33}^S$, e_{33} é uma constante de tensão piezelétrica, e c_{33}^D é uma constante elástica.

O modelo KLM é fácil de ser implementado quando convertido de um circuito de três portas (Figura 2.5.a) em um circuito de duas portas (Figura 2.5.b). Desse modo o sistema pode ser representado com matrizes elementares ABCD associadas em cascata, até gerar a matriz de transferência do transdutor, T.

Figura 2.5 - O KLM de três portas (a) pode ser convertido em um circuito de duas portas (b), quando a porta acústica traseira é fechada com uma impedância acústica específica.

Fonte: Autor.

A conversão do circuito KLM de três portas em um circuito de duas portas é possível atribuindo uma impedância acústica $Z_B = F_1/v_1$ à porta acústica traseira (Szabo, 2004; Schmerr e Song, 2007). A forma matricial do transdutor de duas portas (Figura.2.5.b) é dada por:

$$\begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ v \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

onde A, B, C e D são os coeficientes da matriz de transferência, T.

As matrizes ABCD elementares para cada tipo de componente permitem sofisticar o modelo básico do KLM. Os componentes são adicionados em forma de impedância série, paralela, ou em linha de transmissão mecânica ou elétrica (Figura 2.6). Por exemplo, um indutor série de casamento elétrico, L, é acoplado ao circuito como uma impedância série (Figura 2.6.a) dada por $Z = j\omega L$, e um cabo coaxial pode ser incluído como uma linha de transmissão elétrica (Figura 2.6.c), ou como um conjunto de componentes equivalentes (resistor e indutor em série e capacitor e condutância em paralelo).

Figura 2.6 - Matrizes ABCD elementares que compõem o circuito KLM.

Fonte: Autor.

A linha de transmissão (Figura 2.6.c) representa um meio finito (piezocerâmica, *matching layer*, *backing layer*, cabo coaxial, etc) de comprimento l , no qual é propagada uma onda acústica longitudinal ou elétrica. Quando a linha de transmissão é acústica, Z é substituído nas expressões pela impedância acústica do material, Z , multiplicada pela área da sua seção transversal A , e γ é uma constante de propagação complexa dada por (Oakley, 1997):

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.12)$$

onde α é um coeficiente de atenuação para uma frequência específica, dado em nepers/m e β é a constante de propagação (número de onda), dada por $\beta = k = 2\pi/\lambda$. O coeficiente de atenuação se relaciona com o fator de qualidade mecânica por $\alpha = k/(2Q)$, onde Q é o fator de qualidade mecânica (Kinsler et. al., 1999; Oakley, 1997).

O fator de qualidade mecânica na frequência de ressonância f_r (frequência onde o valor da parte real da admitância complexa alcança um máximo) e na frequência de antirressonância f_a (frequência onde o valor da parte real da impedância complexa do transdutor alcança um máximo) é dado respectivamente por:

$$Q_{mr} = f_r / (f_2 - f_1) \quad (2.13)$$

$$Q_{ma} = f_a / (f_2' - f_1') \quad (2.14)$$

onde f_1 e f_2 são frequências onde os valores das partes imaginárias da admitância complexa alcanças um máximo e um mínimo, respectivamente, e f_1' e f_2' são frequências onde os valores das partes imaginárias da impedância complexa alcançam um máximo e um mínimo, respectivamente (Sasaki, Takahashi e Yamamoto, 2001). O fator de qualidade mecânica utilizado neste trabalho será o medido na frequência de ressonância, portanto, $Q = Q_{mr}$.

Quando as perdas são negligenciáveis ($\alpha=0$), os termos $\cosh(\gamma l)$ e $\sinh(\gamma l)$ são substituídos por $\cos(kl)$ e $j\sin(kl)$, respectivamente (Szabo, 2004).

Se a linha de transmissão é elétrica (um cabo coaxial, por exemplo), a impedância elétrica Z e a constante de propagação γ são dadas por (Oakley, 1997):

$$\gamma = (Z_o Y)^{1/2} \quad (2.15)$$

$$Z = (Z_o / Y)^{1/2} \quad (2.16)$$

onde Z_o e Y são calculados por:

$$Z_o = R + j\omega L \quad (2.17)$$

$$Y = G + j\omega C \quad (2.18)$$

tal que R e L são a resistência e a indutância por metro, respectivamente, medidas em curto circuito; G e C são a condutância e a capacitância por metro,

respectivamente, medidas em circuito aberto; Z e Y são a impedância e a admitância, respectivamente.

2.2.1 Impedância elétrica do transdutor

A impedância elétrica de entrada, $Z_{in}(\omega)$, observada nos terminais elétricos do transdutor com a porta acústica traseira fechada (acoplada) por uma carga acústica Z_B (*backing layer*, por exemplo), e com a porta acústica frontal acoplada a um meio de radiação acústica Z_L (água, por exemplo), pode ser calculada numericamente a partir do circuito KLM dividindo os seus componentes em N matrizes ABCD (Figura 2.7), denominadas neste trabalho por T_n , $n=1,2,...,N$, e depois multiplicá-las em cascata para obter a matriz de transferência do transdutor, dada por:

$$T = T_1 \times T_2 \times T_3 \times T_{4(PAR)} \times T_5 \quad (2.19)$$

onde T_1 , T_2 , e T_3 são matrizes elétricas e T_4 e T_5 são matrizes acústicas. O subscrito (PAR) significa que a matriz T_4 é transformada em uma matriz paralela.

Figura 2.7 - Circuito KLM de uma piezocerâmica dividido em matrizes elementares.

As matrizes do ramo elétrico, T_1 , T_2 , e T_3 , são prontamente multiplicadas na mesma ordem em que são representadas no circuito KLM. As impedâncias Z_{C_0} e $Z_{C'}$ correspondem às reatâncias capacitivas dos componentes do circuito KLM. Quando houver componentes elétricos adicionais, como o cabo coaxial e o indutor de casamento elétrico, as suas respectivas matrizes elementares deverão ser multiplicadas em ordem à entrada elétrica do circuito equivalente KLM (matriz T_1).

A matriz $T_{4(PAR)}$ é uma matriz de impedância acústica equivalente paralela Z_{eq} , que é resultante do acoplamento da linha de transmissão acústica traseira da cerâmica, dada pela matriz T_4 , à carga acústica Z_B , dada por:

$$T_4 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$Z_{eq} = (Z_B A + B) / (Z_B C + D) \quad (2.21)$$

$$T_{4(PAR)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{eq} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

onde $A = \cos(kl)$, $B = jZ_c \sin(kl)$, $C = j\sin(kl)/Z_c$ e $D = \cos(kl)$ são os coeficientes da matriz da linha de transmissão T_4 (Figura 2.6.c). Quando houver componentes adicionais como camada de adesivo, eletrodos de circuito flexível ou *backing layer* as suas respectivas matrizes elementares deverão ser posicionadas e multiplicadas em ordem, da matriz T_4 (metade traseira da cerâmica) à impedância de carga traseira, Z_B (Sittig, 1969).

A matriz T_5 é uma linha de transmissão acústica que representa a metade frontal da cerâmica, que é a porta de emissão e recepção de ondas acústicas. Quando houver camadas adicionais, como adesivo, *matching layer* e lente acústica, as suas respectivas matrizes deverão ser posicionadas e multiplicadas ordenadamente, da matriz T_5 à impedância de radiação acústica, Z_L .

Substituindo as matrizes elementares na equação 2.19, a matriz de transferência do transdutor, T , é dada por:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -j/\omega C_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -j/\omega C'' \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ 0 & 1/\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{eq} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(kl) & jZ_c \sin(kl) \\ j\sin(kl)/Z_c & \cos(kl) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

e a impedância elétrica de entrada do transdutor, $Z_{in}(\omega)$, considerando uma carga acústica frontal Z_L , pode ser calculada pela equação:

$$Z_{in}(\omega) = (Z_L T_{(A)} + T_{(B)}) / (Z_L T_{(C)} + T_{(D)}) \quad (2.24)$$

onde A, B, C e D são os coeficientes da matriz T calculada com equação 2.23.

2.2.2 Forma de onda em emissão, recepção e pulso-eco

A forma de onda do transdutor descreve como este responde no tempo quando submetido a uma excitação elétrica (modo emissão) ou mecânica (modo recepção). A resposta temporal do transdutor é modelada a partir das respostas no domínio da frequência, dadas pelas funções de transferência.

Considerando um transdutor conectado a um gerador de sinais com impedância de saída resistiva Z_G , e com impedância de recepção Z_R , as funções de transferência em emissão, FTE , e em recepção FTR , são dadas respectivamente por (Arnau, 2004):

$$FTE(\omega) = F/V_G = Z_L / [(Z_L T_{(A)} + T_{(B)}) + Z_G (Z_L T_{(C)} + T_{(D)})] \quad (2.25)$$

$$FTR(\omega) = V_R/F = 2Z_R / [(Z_L T_{(A)} + T_{(B)}) + Z_R (Z_L T_{(C)} + T_{(D)})] \quad (2.26)$$

Figura 2.8 - Representação esquemática de um transdutor operando em modo pulso-eco, sendo que o mesmo transdutor que emite (a) é o mesmo que recebe os sinais acústicos (b).

Fonte: Autor.

Quando o transdutor opera em modo pulso-eco (o mesmo emite e recebe os pulsos ultrassônicos), assumindo que a reflexão do pulso emitido é perfeita (incidência normal e reflexão total) e negligenciando os efeitos de difração, a função de transferência do pulso-eco, $FTER$, é dada pelo produto das funções de transferência, como (Arnau, 2004; San Emeterio et al., 1988):

$$FTER(\omega) = V_R / V_G = FTE(\omega) \times FTR(\omega) \quad (2.27)$$

Sendo o sistema descrito linear, a forma de onda da emissão ou do pulso-eco é calculada através da convolução da tensão elétrica de excitação arbitrária $V_G(t)$ como, por exemplo, um *spike*, um *burst* ou um pulso quadro (Figura 2.9.a), com a transformada inversa de Fourier da respectiva função de transferência que resulta

em uma resposta impulsiva, e então é obtida a forma de onda desejada (Arnau, 2004; San Emeterio et al., 1988).

Para um melhor entendimento, na Figura 2.9 é apresentada a sequência de uma simulação da forma de onda do pulso-eco de um elemento de piezocompósito 1-3, com 5mm de lado, $f_r = 500\text{kHz}$, imerso em água e com retaguarda de ar. Assim, a forma de onda do eco $PE(t)$ é dada por:

$$PE(t) = V_G(t) * RE(t) \quad (2.28)$$

onde $RE(t)$ é a transformada inversa de Fourier da $FTER(\omega)$, e $*$ indica a convolução.

Figura 2.9 - Forma de onda do pulso-eco (c) calculada com a convolução da excitação elétrica, um pulso quadrado negativo (a), com a resposta impulsiva do pulso-eco (b).

Fonte: Autor.

2.3 Modelagem do campo acústico

2.3.1 O Transdutor matricial 2D modelado como um pistão plano retangular

Um transdutor de ultrassom pode ser modelado como um pistão plano se for considerado que todos os pontos da face emissora vibram com a mesma amplitude e fase. No caso de um transdutor matricial bidimensional (*phased array* 2D), com $N \times N$ elementos ($N=4$), representado na Figura 2.10.a, assume-se que cada elemento ativo de área A do *array* é uma fonte de velocidade normal v_n que age como um pistão (Schmerr Jr., 2015). Além disso, considera-se que cada elemento é circundado por um defletor rígido infinito, ou seja, a velocidade normal v_z é nula para pontos fora de A e igual à v_n para pontos dentro de A , como mostra a Figura 2.10.b. O sistema de coordenadas utilizado para calcular a resposta impulsiva, a forma de onda e o campo acústico é apresentado na Figura 2.10.c.

A contribuição do campo acústico no ponto $P = \vec{r}$ do espaço, onde $\vec{r} = (\theta, \varphi, r)$ em coordenadas esféricas ou $\vec{r} = (x, y, z)$ em coordenadas cartesianas, devido à excitação de um elemento do *array*, é determinada a partir da função da resposta impulsiva do potencial de velocidade $h(P, t)$ dada pela integral de Rayleigh (Stepanishen, 1971):

$$h(P, t) = \frac{1}{2\pi} \int_A \frac{\delta(t-r/c)}{r} dA \quad (2.29)$$

onde r é a distância entre um ponto da fonte de área elementar dA e o ponto P do campo, e $\delta(t)$ é a forma Dirac da componente normal do pulso de velocidade impulsiva e c é a velocidade de propagação da onda.

Figura 2.10 - Transdutor matricial 2D com elementos de área A (a), modelado como pistões planos circundados por um defletor rígido infinito (b), dentro de um sistema de coordenadas esféricas (c).

Fonte: Autor.

Para um pistão plano com geometria retangular (Figura 2.11.a), uma solução fechada para a resposta impulsiva da equação 2.29 foi apresentada por (San Emeterio e Ullate, 1992). Essa solução permite calcular o campo de pressão com excitação real diretamente no domínio do tempo. A integral da resposta impulsiva é calculada pela expressão:

$$h(P, t) = c \frac{\Omega(P, t)}{2\pi} \quad (2.30)$$

onde Ω é o ângulo subtendido a P' pelo arco ativo $L(t)$ interceptado pela abertura em uma circunferência com o centro em P' e raio $\sigma(t)$, como na Figura 2.11.b.

Figura 2.11 - Geometria e sistema de coordenadas para calcular a resposta impulsiva de um pistão retangular (a). O ângulo $\Omega(t)$ é determinado pelo comprimento do arco ativo $L(t)$ e as quatro regiões definidas no quadrante $x \geq 0$ e $y \geq 0$ (b).

Fonte: Adaptado de San Emeterio e Ullate, 1992.

Não há apenas uma equação para descrever o ângulo $\Omega(t)$, mas um conjunto de expressões, as quais são obtidas se dividindo o quadrante $x \geq 0$ e $y \geq 0$ em quatro regiões. Desse modo, a cada região na qual se localiza P' , que é a coordenada da projeção do ponto P ao plano do pistão, corresponde uma expressão dada pela Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Expressões para calcular o ângulo $\Omega(t)$

Intervalo de tempo	Região geométrica			
	I	II	III	IV
$\tau_{\min} < t < \tau_A$	...	$\pi - 2\alpha_2$	$2\bar{\alpha}_3 - 2\alpha_1$	$-2\pi - 2\bar{\alpha}_1 - 2\bar{\alpha}_2 + 2\bar{\alpha}_3 + 2\bar{\alpha}_4$
$\tau_A < t < \tau_m$	$\pi/2 - \alpha_1 - \alpha_2$	$\pi/2 - \alpha_1 - \alpha_2$	$\pi/2 - \alpha_1 - \alpha_2 + 2\bar{\alpha}_3$	$-3\pi/2 - \alpha_1 - \alpha_2 + 2\bar{\alpha}_3 + 2\bar{\alpha}_4$
$\tau_m < t < \tau_M^a$	$-\alpha_1 + \alpha_3$	$\pi - \alpha_1 + \alpha_3 + 2\bar{\alpha}_4$	$-\alpha_1 + \alpha_3$	$-\pi - \alpha_1 + \alpha_3 + 2\bar{\alpha}_4$
$\tau_m < t < \tau_M^b$	$-\alpha_2 + \alpha_4$	...	$-\pi - \alpha_2 + 2\bar{\alpha}_3 + \alpha_4$	$-\pi - \alpha_2 + 2\bar{\alpha}_3 + \alpha_4$
$\tau_M < t < \tau_D$	$-\pi/2 + \alpha_3 + \alpha_4$	$-\pi/2 + \alpha_3 + \alpha_4$	$-\pi/2 + \alpha_3 + \alpha_4$	$-\pi/2 + \alpha_3 + \alpha_4$

^a para $\tau_B \leq \tau_C$, ^b para $\tau_B \geq \tau_C$, $\tau_m = \min(\tau_B, \tau_C)$ e $\tau_M = \max(\tau_B, \tau_C)$.

Fonte: San Emeterio e Ullate, 1992.

A pressão transiente produzida pela vibração da face do pistão, observada em um ponto $\mathbf{P}$ de um meio homogêneo e sem perdas, é dada pela expressão:

$$p(\mathbf{P},t) = \rho \frac{\partial v_n(t)}{\partial t} * h(\mathbf{P},t) \quad (2.31)$$

onde ρ é a densidade do meio, v_n é a componente normal da velocidade do pistão e $*$ é a operação de convolução (San Emeterio e Ullate, 1992).

A resposta do eco (A-scan) amostrada por um elemento do transdutor matricial, em voltagem V_{out} , pode ser calculada por:

$$V_{out}(\mathbf{P},t) = \rho \frac{\partial v_n(t)}{\partial t} * h^T(\mathbf{P},t) * h^R(\mathbf{P},t) \quad (2.32)$$

onde, h^T é a resposta impulsiva do elemento transmissor e h^R é a resposta impulsiva do elemento receptor.

Considerando que o transdutor ultrassônico matricial bidimensional é composto por um grupo de pistões planos retangulares e que estes vibram de maneira uniforme, então a resposta impulsiva total do transdutor matricial (h_a), quando focalizado no ponto $\mathbf{P}$ do espaço, é dada pela soma das respostas impulsivas com *delays* (Δt), conforme a expressão (Turnbull e Foster, 1991):

$$h_a(\mathbf{P},t) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N A_{ij} h_{ij}(\mathbf{P},t-\Delta t_{ij}) \quad (2.33)$$

onde i e j são índices de posição dos elementos, A_{ij} é um escalar de peso (também, referido como ganho ou apodização) e Δt_{ij} é o atraso de tempo relativo entre o elemento ij e a origem das coordenadas, que é calculado pela expressão:

$$\Delta t_{ij} = \frac{r - r_{ij}}{c} \quad (2.34)$$

onde r é a distância do centro do transdutor até o ponto $\mathbf{P}$ e r_{ij} é a distância do centro do elemento ij até o ponto $\mathbf{P}$, como mostra a Figura 2.10.c. O atraso de tempo Δt_{ij} é inserido na equação 2.33 para viabilizar a deflexão e a focalização do feixe acústico, fazendo com que as ondas emitidas de cada elemento cheguem num mesmo

instante no ponto P , sendo somados coerentemente. Para se evitar que o tempo de atraso calculado seja negativo, o elemento mais distante do ponto focal é tomado como o instante zero (é o primeiro a ser disparado). As coordenadas cartesianas do ponto de observação $P(r,\varphi,\theta)$ são dadas no espaço tridimensional por $P(x,y,z)$, onde $x=r.\cos(\varphi).\sen(\theta)$, $y=r.\sen(\varphi).\sen(\theta)$ e $z=r.\cos(\theta)$. Por fim, a pressão transiente (a forma de onda) do transdutor matricial 2D no ponto P é calculada com a equação 2.31 substituindo $h(P,t)$ por $h_a(P,t)$, calculado na equação 2.33, e o campo acústico é calculado atribuindo o valor máximo do módulo da pressão transiente ($\max|p(P)|$) no ponto P do espaço.

Para melhor entender a resposta impulsiva resultante de um transdutor matricial, a Figura 2.12 mostra a resposta impulsiva h_i/c no ponto $P(0,0,20)\text{mm}$ de cada um dos 32 elementos de um transdutor matricial linear (*phased array* 1D). São apresentados os resultados obtidos com o programa desenvolvido neste trabalho e os obtidos por San Emeterio e Ullate (1992), a fim de validar as implementações. As dimensões dos elementos consideradas nas simulações são $2a=0,7\text{mm}$, $2b=15\text{mm}$ e $d=0,75\text{mm}$. Como há simetria na distribuição dos elementos em relação ao eixo z , somente 16 respostas impulsivas foram plotadas para o ponto P considerado.

Figura 2.12 - Respostas impulsivas de cada elemento do transdutor matricial linear de 32 elementos (por simetria apenas 16 foram plotados): simulação obtida com o software desenvolvido neste trabalho (a) e simulação apresentada por San Emeterio e Ullate (1992).

Fonte: (a) Autor; (b) San Emeterio e Ullate, 1992.

Já a Figura 2.13 mostra a resposta impulsiva resultante h_d/c no ponto $P(0,0,20)\text{mm}$, supondo excitação sem atrasos de focalização ($\Delta t=0$) e sem apodização, ou seja, com ganho igual para todos os elementos ($A_{ij}=1$). A soma coerente das respostas impulsivas h_i de cada elemento é obtida com a

expressão 2.33. Como o transdutor foi simulado sem atrasos de focalização e sem apodização, a sua resposta impulsiva pode ser aproximada a de um transdutor monoelemento com dimensões equivalentes à abertura total do transdutor matricial (Figura 2.13).

Figura 2.13 - Comparação da resposta impulsiva do transdutor matricial sem atrasos (todos emitindo juntos) e sem apodização (linha azul), com a de um transdutor monoelemento com dimensões equivalentes as da abertura total da matriz (linha preta), simulada pelo o autor (a) e apresentada por San Emeterio e Ullate (1992) (b).

Fonte: (a) Autor; (b) adaptado de San Emeterio e Ullate, 1992.

As respostas de pressão temporais obtidas com a convolução do sinal de excitação v_n (Figura 2.14.c) com as respostas impulsivas da Figura 2.13, são apresentadas na Figura 2.14.a para o transdutor monoelemento e na Figura 2.14.b para o transdutor matricial linear. Nas simulações considerou-se um sinal de excitação, v_n , com frequência de operação $f_o = 3\text{MHz}$ e 50% de largura de banda, amostrado com $f_a = 100 \times f_o$ (Figura 2.14.c).

Figura 2.14 - Simulação da resposta de pressão normalizada para o transdutor monoelemento (a) e para transdutor matricial linear (b), com excitação transiente de 3MHz e 50% de *bandwidth* (c).

Fonte: Autor.

2.3.2 Janelas de apodização

Nos transdutores matriciais, a apodização modula a resposta impulsiva dos elementos aplicando-lhes diferentes níveis de tensão elétrica, que é calculada com uma função janela discreta. O resultado é a atenuação dos lóbulos laterais (Figura 2.15.a), melhorando a diretividade do feixe, mas piorando a resolução lateral devido ao aumento da largura do lóbulo principal (Schmerr.Jr.,.2015). A redução da amplitude dos ecos e da relação sinal-ruído é esperada, pois a limitação da tensão elétrica aplicada nos elementos implica em menos energia convertida.

A função janela pode ser do tipo retangular, cosseno, triangular, Hanning, Hamming e Blackman (Schmerr Jr., 2015). A Figura 2.15.b mostra diferentes janelas no domínio contínuo em função da posição x em uma abertura com largura L . A Tabela 2.2 mostra as equações para calcular a largura do lóbulo principal no campo distante de acordo com a função janela escolhida.

A forma discreta das funções janela cosseno, Hanning, Hamming, Blackman (Figura 2.16) e triangular são dadas, respectivamente, pelas expressões:

$$A_i = A_o \text{sen} \left[\frac{\pi(i-1)}{M-1} \right] \quad (2.35)$$

$$A_i = A_o \text{sen}^2 \left[\frac{\pi(i-1)}{M-1} \right] \quad (2.36)$$

$$A_i = A_o \left\{ 0,54 - 0,46 \cos \left[\frac{2\pi(i-1)}{M-1} \right] \right\} \quad (2.37)$$

$$A_i = A_o \left\{ 0,42 - 0,5 \cos \left[\frac{2\pi(i-1)}{M-1} \right] + 0,08 \cos \left[\frac{4\pi(i-1)}{M-1} \right] \right\} \quad (2.38)$$

$$A_i = A_o \left\{ 1 - \left| \frac{2(i-1)}{M-1} - 1 \right| \right\} \quad (2.39)$$

onde A_i é a amplitude de apodização do elemento i , A_o é uma constante de amplitude, e M é o número de elementos de um array linear (Schmerr Jr., 2015).

Figura 2.15 - Diretividade no campo distante de um elemento $2a=12\text{mm}$, $f_o=5\text{MHz}$, imerso em água sem apodização (—), e com janela cosseno (---) (a); janela cosseno (—), Hanning (---), Hamming (---), e Blackman (.) (b).

Fonte: Schmerr Jr., 2015.

Tabela 2.2 - Largura angular a -6dB do lóbulo principal no campo distante e a amplitude do primeiro lóbulo lateral relativa à amplitude do lóbulo principal para diversas funções janelas.

Função Janela	Largura do lóbulo principal $\theta_{-6\text{dB}}$	Amplitude do primeiro lóbulo lateral (dB)
Retangular	$\arcsen(0,600 \lambda/L)$	-13,3
Cosseno	$\arcsen(0,817 \lambda/L)$	-23,0
Triangular	$\arcsen(0,885 \lambda/L)$	-26,5
Hanning	$\arcsen(0,997 \lambda/L)$	-31,5
Hamming	$\arcsen(0,905 \lambda/L)$	-44,0
Blackman	$\arcsen(1,149 \lambda/L)$	-58,1

Fonte: Schmerr Jr., 2015.

Figura 2.16 - Amplitude normalizada de uma janela discreta Blackman.

Fonte: Schmerr Jr., 2015.

2.3.3 Campo próximo e campo distante

No campo próximo ocorrem interferências construtivas e destrutivas das ondas acústicas harmônicas, sendo uma região na qual a pressão absoluta varia entre máximos e mínimos. A uma dada frequência o campo distante é a região além da qual as características da diretividade são independentes da distância, e a pressão acústica vem a ser inversamente proporcional à distância (Sherman e Butler, 2007).

A fronteira entre o campo próximo e o campo distante (*near/far field*) é chamada de distância focal de Fresnel Z_f (Figura 2.17), onde ocorre o último máximo e a partir do qual a intensidade da pressão no eixo acústico z decai monotonicamente com $1/z^2$ (Kino, 1987) e a amplitude da pressão decai com $1/z$ (Sherman e Butler, 2007).

A distância focal de um transdutor com abertura circular pode ser estimada por $Foco = D^2/(4\lambda)$ e a de um transdutor de abertura quadrada é dada por $1,35 \cdot Foco$, tal que D é o diâmetro (ou a largura L , no caso da abertura quadrada) do transdutor e λ é o comprimento de onda no meio (ASTM E1065-99, 2003). De modo mais genérico, para uma abertura de geometria qualquer, o campo distante pode ser estimado como o quadrado da sua dimensão máxima dividido por 2λ , onde λ é o comprimento de onda no meio (Sherman e Butler, 2007).

Figura 2.17 - Distribuição da pressão no eixo acústico z (a) e perfil transversal da pressão (b), considerando excitação harmônica.

Fonte: Adaptado de Cheeke, 2012.

2.3.4 Diretividade

A variação da intensidade acústica, a uma distância r no campo distante, em função de ângulos θ e φ , é chamada de função de diretividade $D(\theta, \varphi)$, também conhecida como padrão de interferência ou padrão de radiação, (Sherman e Butler, 2007). As regiões angulares com alta intensidade delimitadas por nulos são chamadas de lóbulos (Figura 2.18). O lóbulo de maior intensidade na direção angular de interesse é o lóbulo principal (*main lobe*), os de menor amplitude são os lóbulos laterais (*side lobes*). Nos transdutores matriciais pode ocorrer a presença de lóbulos de espaçamento (*grating lobes*) (Figura 2.18.e) que geram ambiguidades na imagem e, portanto, são indesejados e devem ser evitados limitando-se a distância entre os elementos em metade do comprimento de onda.

Figura 2.18 - Diretividade em coordenada angular direta (a), em escala logarítmica (b), e em coordenada polar (c); os lóbulos laterais e de espaçamentos são identificados no padrão de radiação acústica em (d) e em (e), respectivamente.

Fonte: Li (a), (b), (c); Autor (d), (e).

O diagrama de recepção, também conhecido como padrão do feixe (*beam pattern*), pode ser definido nas aplicações de imagem como a máxima amplitude do feixe emitido e recebido de uma dada direção (Murino e Trucco, 2000).

Para uma matriz com N elementos agindo como sensores pontuais e omnidirecionais, com passo entre elementos igual à d , com apodização unitária, sendo analisada apenas no plano $y=0$ (plano azimutal), com feixe defletido em um dado ângulo θ em relação ao eixo z , na distância focal de Fresnel, o padrão do feixe BP pode ser calculado pela expressão:

$$BP(\omega, \beta, \theta) = \frac{\sin[\omega N d (\sin(\beta) - \sin(\theta)) / (2c)]}{\sin[\omega d (\sin(\beta) - \sin(\theta)) / (2c)]} \quad (2.40)$$

onde ω é a frequência angular (na frequência central do transdutor), θ é o ângulo de deflexão, β são ângulos de chegada dos feixes refletidos e c é a velocidade de propagação acústica (Istepanian e Stojanovic, 2002; Murino e Trucco, 2000). O padrão do feixe dado pela expressão 2.40 fornece informações importantes para avaliar o desempenho do transdutor de imagem como verificar a presença e a magnitude dos lóbulos laterais e dos lóbulos de espaçamento, que geram artefatos que degradam a imagem.

2.3.5 Resolução angular

A resolução angular representa o menor ângulo formado entre dois refletores no qual é possível identifica-los separadamente. A partir dessa condição, quanto mais se aproximam os dois refletores, mais os mesmos tendem a serem observados como um único objeto. Para uma dada abertura de largura L e frequência com comprimento de onda λ , a resolução angular (em radianos) pode ser calculada pelo critério de Rayleigh como (Suarez, 1975):

$$\delta_{\theta} = \frac{\lambda}{L} \quad (2.41)$$

A resolução angular também pode ser estimada como a largura do lóbulo principal para um decaimento de -3dB, que para um transdutor matricial com N elementos (na direção lateral, se *array* 1D, e ou na altura se *array* 2D) de passo d e

apodização unitária pode ser estimada pela expressão (Istepanian e Stojanovic, 2002):

$$\sin\beta_{-3\text{dB}} = \sin\theta \pm 0,44 \frac{\lambda}{Nd} \quad (2.42)$$

Conforme os parâmetros da equação 2.42, a resolução angular é melhorada aumentando o número de elementos. Entretanto, isso aumenta a complexidade da eletrônica, por demandar mais canais e interconexões elétricas, exigindo algoritmos de processamento de imagens mais otimizados e também hardware de processamento mais eficiente.

Além disso, a resolução pode ser melhorada aumentando a distância entre os elementos (d) e/ou a frequência de comprimento de onda (λ). Entretanto, para uma mesma frequência, o aumento do espaçamento entre elementos ou do passo desses resulta na presença de lóbulos de espaçamento devido à subamostragem espacial. A subamostragem espacial ocorre quando os elementos têm espaçamento periódico maior que $\lambda/2$, o mesmo ocorrendo quando a frequência é aumentada e a distância entre os elementos é mantida constante.

2.3.6 Artefatos e limite de deflexão

Para se evitar artefatos na imagem, devidos aos lóbulos de espaçamento no padrão de feixe, é necessário limitar a deflexão do feixe, tanto na emissão quanto na recepção, dentro de um setor angular estreito que pode ser estimado pela expressão:

$$\theta_{\text{máx}} = \pm \arcsen \frac{\lambda}{2d} \quad (2.43)$$

onde λ é comprimento de onda do sinal e d é a distância do passo dos elementos (Murino e Trucco, 2000; Istepanian e Stojanovic, 2002).

Como exemplo, na Figura 2.19, o padrão de feixe é simulado com a equação 2.40 para um transdutor matricial de 16 elementos e $d=5,2\text{mm}$, com frequência central de 500 kHz, defletindo em 10° no plano azimutal. Os ângulos máximos de deflexão positivo e negativo calculados com a equação 2.43, foi de $\pm 16,7^\circ$, indicados na Figura.2.19 por $\theta_{\text{máx}}$ e $\theta_{\text{mín}}$.

A deflexão do lóbulo principal P para a direita (sentido positivo) fez com que os lóbulos de espaçamento E_1 e E_2 também se movessem para o mesmo sentido do diagrama. Quando o lóbulo principal P tende ao ângulo máximo, o lóbulo E_1 tende a “entrar” no intervalo de deflexão $[\theta_{\text{máx}}, \theta_{\text{mín}}]$. Desse modo, quando P estiver localizado em $\theta_{\text{máx}}$, o lóbulo E_1 se localizará em $\theta_{\text{mín}}$ e nesta situação poderão ocorrer ambiguidades. Portanto, é importante que a deflexão do feixe esteja dentro do intervalo máximo e mínimo calculado, evitando a presença de lóbulos de espaçamentos que causariam ambiguidades na imagem.

Figura 2.19 - Simulação do padrão do feixe com o lóbulo principal P defletido a 10 graus e os lóbulos de espaçamento E_1 e E_2 deslocados no mesmo sentido (positivo). Representação dos limites de deflexão máximo e mínimo $\theta_{\text{máx}}$ e $\theta_{\text{mín}}$.

Fonte: Autor.

Capítulo 3

CARACTERIZAÇÃO DE TRANSDUTORES

3.1 Forma de onda e duração do pulso ultrassônico

A duração do pulso gerado pelo transdutor pode ser determinada a partir da forma de onda do eco recebido pelo transdutor, operando em modo pulso-eco. Quando o transdutor é excitado por um pulso estreito (idealmente uma excitação impulsiva), este responde com uma forma de onda cujo espectro de frequência depende das características do transdutor (desconsiderando os efeitos dos cabos, pulsador/receptor, etc). O ensaio consiste em se excitar eletricamente o transdutor, e usar esse mesmo transdutor para receber o eco proveniente de um dado refletor. O transdutor então converte o sinal de eco recebido em sinal elétrico, que é visualizado no osciloscópio, em uma escala temporal.

A norma (ASTM E1065-99, 2003) sugere que o refletor seja de face plana e polida, como um bloco de vidro, com lados não inferiores a 50mm e 25mm de espessura, e posicionado a 50mm da face do transdutor. Com a forma de onda medida (Figura 3.1), é então tomado o tempo em que o pulso se enquadra dentro do limite das retas projetadas no eixo do tempo para um dado decaimento a partir da amplitude máxima, que pode ser de -20dB ou -40dB (ASTM E1065-99, 2003).

Figura 3.1 - Tempo de duração de uma forma de onda para um decaimento de -20dB da amplitude máxima. Pulso-eco simulado com o modelo KLM implementado em MATLAB.

Fonte: Autor.

O tempo de duração do pulso é útil para se determinar a resolução axial da imagem, que é a distância mínima necessária para se distinguir dois refletores

separados axialmente. A resolução axial (também conhecida por resolução longitudinal) de um transdutor operando em modo pulso-eco pode ser calculada por $\delta_{\theta} = t_d \cdot c / 2$, onde t_d é o tempo de duração do pulso e c é a velocidade de propagação da onda ultrassônica no meio.

3.2 Largura de banda (*bandwidth*), frequência de pico e frequência central

A largura de banda do transdutor é mensurada a partir da forma de onda do eco medido no domínio do tempo, e depois levado ao domínio da frequência com a transformada rápida de Fourier (em inglês *fast Fourier transform*, ou FFT). Conforme o espectro de frequência do sinal plotado em módulo ($|FFT|$), como ilustrado na Figura 3.2, a largura de banda é calculada com uma reta decaindo a -6 dB da amplitude máxima, e projetando os pontos que interceptam a curva para o eixo da frequência. A frequência menor é denominada frequência inferior f_{inf} e a frequência maior é chamada de frequência superior f_{sup} . A frequência central é dada por $f_c = (f_{inf} + f_{sup}) / 2$ e a largura de banda é dada por $BW = [(f_{sup} - f_{inf}) / f_c] \times 100$ (%) (ASTM E1065-99, 2003). A frequência na qual ocorre a maior amplitude é a frequência de pico (f_p). Um método que facilita determinar as frequências de interesse é normalizar a FFT antes de plotá-la ($FFT_{norm} = |FFT| / \max(|FFT|)$) com a expressão:

$$dB = 20 \log_{10}(FFT_{norm}) \quad (3.2)$$

Figura 3.2 - A largura de banda, a frequência de pico e a frequência central são determinadas com a FFT da forma de onda medida em ensaio de pulso-eco.

Fonte: Autor.

3.3 Resposta acústica (*Transmitting Voltage Response - TVR*)

A resposta à transmissão quantifica a pressão no meio, gerada pelo transdutor, por unidade de excitação elétrica como função da frequência (Figura 3.3). É um parâmetro útil para caracterizar transdutores de aplicação submarina, pois a pressão é medida a um metro de distância do transdutor, que é uma distância muito maior do que a utilizada em transdutores para ensaios não destrutivos e de imagem médica.

Figura 3.3 - *TVR* em função da frequência de um elemento piezocompósito 1-3 de um transdutor matricial para imagem submarina.

Fonte: Nicolaidis, Jaarsveld, e Wilkinson, 2010.

A pressão é medida no campo distante na direção do eixo de máxima resposta com um hidrofone calibrado e referenciado para um metro (@1m) e uma pressão $p_o=1\mu\text{Pa}$. A resposta *re* por volt é chamada de *Transmitting Voltage Response*, ou simplesmente *TVR*, e é dada pela expressão (Sherman e Butler, 2007):

$$TVR = 20\log_{10}\left(\frac{p}{p_o}\right) \text{ re 1volt @ 1m} \quad (3.3)$$

3.4 Acoplamento interelemento (*cross-talk*)

O acoplamento interelemento, também conhecido como *cross-talk* (Turnbull e Foster, 1991; Ehrhardt et al., 2016), ocorre em transdutores matriciais quando um elemento é excitado e os elementos adjacentes também emitem devido às perturbações geradas pelo elemento excitado.

Ainda que os elementos dos transdutores matriciais sejam eletricamente independentes (separados pelos eletrodos) e mecanicamente isolados (pelo corte das piezocerâmicas), estes estão mecanicamente interconectados lateralmente pelo epóxi entre elementos, frontalmente pela camada de acoplamento acústico (*matching layer*), e na parte traseira pela camada de retaguarda (*backing layer*) (exceto quando a retaguarda é de ar). Assim sendo, as vibrações laterais do elemento excitado se propagam pelo epóxi, que por sua vez perturbam o elemento adjacente, e assim sucessivamente. Ondas Lamb também se propagam nas superfícies do transdutor através da camada de acoplamento acústico fazendo com que os elementos adjacentes ao elemento excitado, através do efeito piezelétrico, transformem a energia mecânica em energia elétrica e, novamente, em energia mecânica, emitindo ondas de ultrassom.

A medida do acoplamento eletromecânico entre os elementos de um transdutor matricial pode ser obtida com duas técnicas descritas na tese de Akhnak (2002). A primeira consiste em se excitar um elemento no domínio da frequência, medindo a resposta mecânico-elétrica dos elementos adjacentes. O sistema experimental é descrito na Figura 3.4.

Figura 3.4 - Esquema experimental para medir o *cross-talk* de um transdutor matricial 2D, aplicando sinais no domínio da frequência (cabo vermelho) e amostrando-os (cabo verde).

Fonte: Autor.

Se um sinal $s(f)$ é aplicado em um elemento, este é transformado em sinal mecânico que se propaga pelos elementos da matriz, e o elemento de medida, por ser piezelétrico, o transforma novamente em um sinal $s'(f)$. O quociente entre o sinal medido e o sinal de referência, em escala logarítmica, indica a amplitude da atenuação (“ganho” negativo) em decibéis do sinal recebido pelo elemento de medida e, portanto, é a quantificação do acoplamento eletro-mecânico-elétrico. Segundo (Ehrhardt et al., 2016), um nível de -20dB de *cross-talk* é aceitável.

O outro método de medir o *cross-talk* apresentado na Figura 3.5 consiste em excitar um elemento com um pulso elétrico de banda larga $s(t)$, “seguindo” as ondas $s'(t)$ que se propagam pela superfície do transdutor, que tendem a diminuir a amplitude em relação ao elemento pulsado, tão quão distante estiverem do elemento de referência. Os elementos são excitados com um pulsador ultrassônico, os sinais são registrados com o osciloscópio e as suas componentes de frequência são determinadas com a FFT (Akhnak, 2002). Assim como no primeiro método, o logaritmo da razão dos sinais medidos com o sinal de referência quantifica o *cross-talk*.

Figura 3.5 - Esquema experimental para medir as ondas acústicas que se propagam na face emissora do transdutor matricial 2D, aplicando pulsos de banda larga.

Fonte: Autor.

Capítulo 4

IMAGENS DE ULTRASSOM COM TRANSDUTORES MATRICIAIS

4.1 Imagens A-scan, B-scan e C-scan

As imagens por ultrassom são obtidas usando-se um transdutor ultrassônico, conforme mostra a Figura 4.1.a. Medindo-se o tempo decorrido entre a emissão de um pulso e a recepção do eco, e conhecendo-se a velocidade de propagação acústica no meio, pode-se estimar a posição do refletor que gera o eco. As formas de onda dos sinais são chamadas de A-scan (amplitude) e são os dados básicos para formar a imagem acústica (Figura 4.1.b). O sinal A-scan, também chamado de onda de rádio frequência (*radio frequency* - RF), pode ser visualizado com um osciloscópio (Figura 4.1.b). A distância z_{refletor} entre o transdutor e o refletor pode ser calculada pelo tempo do pulso-eco t_{eco} (tempo de voo do pulso ultrassônico) dado pela expressão (Lingvall, 2004):

$$z_{\text{refletor}} = c \frac{t_{\text{eco}}}{2} \quad (4.1)$$

Para se evitar ambiguidades na medição do eco devido à presença de mais de um refletor, é necessário que as aquisições sejam feitas movendo-se o transdutor, se este for monoelemento, ou com um transdutor matricial, viabilizando, assim, a identificação dos refletores presentes em toda a região de interesse (Lingvall, 2004).

Uma imagem B-scan (*brightness*, ou brilho, Figura 4.1.c) é produzida a partir de A-scans obtidos pelo deslocamento linear de um transdutor monoelemento ou por um transdutor matricial (sem necessidade de deslocamento). As amplitudes dos A-scans são convertidas em escala de cinza. A imagem B-scan é formada em um plano perpendicular à face do transdutor, e a sua resolução pode ser melhorada com técnicas de pós-processamento como o SAFT, por exemplo (Figura 4.1.d).

Também há o C-scan (Figura 4.1.e), cuja imagem é formada em um plano paralelo à face do transdutor. Nesse caso, faz-se uma varredura bidimensional de A-scans e se seleciona uma janela temporal para a formação da imagem em uma certa profundidade no campo. Para formação de uma imagem tridimensional, os sinais completos de A-scan são aproveitados (e não apenas os dados de uma janela temporal).

Figura 4.1 - Imagens por ultrassom obtidas a partir dos ecos simulados provenientes de um refletor pontual: representação do transdutor inspecionando o meio (a); eco no domínio do tempo formando a imagem A-scan (b); 64 A-scans formando a imagem B-scan “crua” (c) e pós-processada com *SAFT* (d); C-scan num plano paralelo à face do transdutor, com pós-processamento *SAFT*, apresentando *grating lobes* devidos ao transdutor subamostrado (e).

Fonte: Autor.

4.2 Técnicas de focalização com abertura sintética com *arrays* 1D e 2D

4.2.1 Técnica de imagem *Synthetic Aperture Focusing Technique - SAFT*

A técnica *SAFT* (*Synthetic Aperture Focusing Technique*) foi originalmente desenvolvida para a formação de imagens com transdutores monoelemento, onde o transdutor era movido ao longo de uma linha registrando os ecos de refletor em um conjunto de posições nessa linha. Esse método de aquisição de ecos também pode ser implementado com um transdutor matricial linear (1D) de N elementos, como mostra a Figura 4.2. Nesse caso, para cada elemento de centroide X_{cn} ($n=1...N$), é medida e armazenada a resposta do pulso-eco do refletor, $V(X_{cn},t)$, como uma função do tempo t . Para formar uma imagem bidimensional (2D) uma grade de pontos Y no plano (x,z) é definida e o tempo de percurso de ida e volta da onda acústica do centroide X_{cn} de cada elemento até os pontos da imagem, $2T(X_{cn},Y)$ é calculado. $T(X_{cn},Y)$ é o tempo de percurso de um único caminho (ida ou volta) entre o elemento e o ponto de imagem.

Figura 4.2 - Representação do centroide X_{cn} ($n=1...N$) dos elementos do transdutor matricial linear e do tempo de percurso $2T(X_{cn},Y)$ entre o elemento e os pontos Y da grade.

Fonte: Adaptado de Schmerr Jr., 2015

A cada ponto Y da imagem, os sinais $V(X_{cn},t)$ armazenados são então adiantados pelo tempo $2T(X_{cn},Y)$ e somados os valores desses sinais A-scans no instante $t=0$. A amplitude resultante da soma dos valores dos sinais em $t=0$ é, então, tomada como o valor da imagem do refletor, $I_{SAFT}(Y)$, naquele ponto, dada por (Schmerr Jr, 2015):

$$I_{SAFT}(Y) = \sum_{n=1}^N V(X_{cn}, t + 2T(X_{cn}, Y)) \Big|_{t=0} \quad (4.2)$$

Quando um refletor se encontra no ponto Y , é esperado que a somatória dos sinais $V(X_{cn}, t + 2T(X_{cn}, Y))$ em $t=0$ resulte em um valor muito maior do que no caso de não haver um refletor no referido ponto. Assim, esses valores são representados por um ponto de tonalidade clara (brilho) no primeiro caso (com refletor) e por uma tonalidade escura, no segundo caso (sem refletor).

O processo para a formação de um pixel de imagem $I_{SAFT}(Y)$, usando a expressão 4.2, pode ser visualizado na Figura 4.3, na qual um transdutor linear de 4 elementos recebe os ecos de um refletor localizado em um ponto Y da malha.

Figura 4.3 - A intensidade do pixel no ponto Y da grade é dada pela somatória dos valores dos ecos nos instantes $2T(X_{cn}, Y)$ calculados para cada elemento.

Fonte: Autor.

A técnica *SAFT* também pode ser utilizada em um transdutor matricial bidimensional (2D) para gerar uma imagem tridimensional (3D). O processo de formação de imagem é idêntico ao utilizado em imagem bidimensional já descrito anteriormente. Neste caso, um pixel $I_{SAFT}(Y)$ da imagem em um ponto Y no espaço tridimensional, para um transdutor matricial bidimensional com $L1$ elementos na

direção x e $L2$ elementos na direção y (Figura 4.4), é dado pela expressão (Schmerr Jr, 2015):

$$I_{\text{SAFT}}(\mathbf{Y}) = \sum_{n=1}^{L1} \sum_{l=1}^{L2} V(X_c^{nl}, t + 2T(X_c^{nl}, \mathbf{Y})) \Big|_{t=0} \quad (4.3)$$

Figura 4.4 - Método de formação de imagem tridimensional com a técnica *SAFT*.

Fonte: Adaptado de Schmerr Jr., 2015.

4.2.2 Técnica de imagem *Total Focusing Method* - *TFM*

A técnica *TFM* (*Total Focusing Method*) processa os sinais amostrados, os quais foram adquiridos com a técnica *FMC* (*Full Matrix Capture*), realizando todas as combinações possíveis de elementos emitindo e recebendo. A vantagem da técnica *TFM* sobre o método *SATF* é o número muito maior de respostas que o transdutor obtém de um dado refletor (Schmerr Jr, 2015). Todos os pontos da região de interesse da imagem são sinteticamente focalizados, produzindo a maior resolução possível que qualquer outro algoritmo linear de pós-processamento de imagem. Desse modo, a *TFM* é reconhecida como o “padrão de ouro” (*gold standard*) em imagens com transdutores matriciais (Fan et al., 2014). A técnica *TFM* tem a vantagem de produzir imagens com alta resolução, mas o tempo de processamento é maior do que o da técnica *SAFT*, devido à maior quantidade de dados (combinações de pulso-ecos) a serem processados (Schmerr, 2015).

A formação de uma imagem *TFM* com um transdutor matricial linear (Figura.4.5) com N elementos se dá com o armazenamento de todos os ecos no domínio do tempo $V(X_{sn}, X_{rl}, t)$, onde $(n=1,...N)$ e $(l=1,...N)$, para um elemento com centroide localizado em X_{sn} emitindo e um elemento com centroide em X_{rl} recebendo. Assim, avançando todos esses pares de respostas de elementos emitindo/recebendo com o tempo de percurso de $T(X_{sn}, Y) + T(X_{rl}, Y)$, e somando os valores dos mesmos no tempo $t=0$, para formar uma imagem $I_{TFM}(Y)$, tem-se a seguinte expressão (Schmerr Jr, 2015):

$$I_{TFM}(Y) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^N V(X_{sn}, X_{rl}, t + T(X_{sn}, Y) + T(X_{rl}, Y)) \Big|_{t=0} \quad (4.4)$$

Figura 4.5 - Método de formação de imagem bidimensional com a técnica *TFM*.

Fonte: Adaptado de Schmerr Jr., 2015.

Tal como na técnica *SAFT*, já apresentada anteriormente, o mesmo algoritmo *TFM*, utilizado em transdutores matriciais lineares (1D) também pode ser utilizado em transdutores matriciais bidimensionais (2D) para formar imagens tridimensionais (3D). Para um transdutor matricial bidimensional, com $L1$ elementos na direção x e $L2$ elementos na direção y , o processo de formação de imagem mostrado na Figura 4.6 é dado pela expressão (Schmerr Jr, 2015):

$$I_{TFM}(Y) = \sum_{n=1}^{L1} \sum_{l=1}^{L2} \sum_{p=1}^{L1} \sum_{q=1}^{L2} V(X_s^{pq}, X_r^{nl}, t + T(X_s^{pq}, Y) + T(X_r^{nl}, Y)) \Big|_{t=0} \quad (4.5)$$

Figura 4.6 - Método de formação de imagem tridimensional com a técnica *TFM*.

Fonte: Adaptado de Schmerr Jr., 2015.

Capítulo 5

MATERIAIS E MÉTODOS

5.1 Projeto do transdutor ultrassônico matricial bidimensional

As principais partes constitutivas do transdutor ultrassônico matricial bidimensional, apresentado neste trabalho, são: a matriz de elementos piezelétricos, a camada de acoplamento acústico (*matching layer*) e a camada de retaguarda (*backing layer*) (Figura 5.1). Cada um desses componentes tem influência direta no desempenho do transdutor.

Figura 5.1 - Componentes principais do transdutor matricial 2D 4x4 de piezocompósito 1-3. A espessura, a largura e o passo entre elementos (*pitch*) são dados, respectivamente, por $b=2,8\text{mm}$, $a=5\text{mm}$ e $d=5,2\text{mm}$, resultando em uma matriz de comprimento $L=20,6\text{mm}$.

A matriz de elementos, usada na constituição dos transdutores **T1**, **T2** e **T3**, são de cerâmica piezelétrica pura, de Titanato Zirconato de Chumbo (*Lead Zirconate Titanate* - PZT). A cerâmica piezelétrica converte energia elétrica em energia acústica e vice-versa, através do efeito piezelétrico. A cerâmica proporciona alta eficiência de conversão eletromecânica e tem baixas perdas intrínsecas (Bronzino, 2006). Entretanto, as cerâmicas têm impedância acústica maior que a da água, que é o meio de propagação das ondas ultrassônicas, resultando em reflexões nas interfaces da cerâmica com a água. Essa diferença de impedância prejudica a

emissão e a recepção de sinais, além de estreitar a banda de operação do transdutor. Uma alternativa à cerâmica pura é o uso do piezocompósito 1-3, utilizado nos transdutores **T4**, **T5** e **T6**. Esse material possui menor impedância acústica porque é constituído por uma fase de cerâmica (material ativo) e uma de polímero (material passivo), que tem impedância acústica muito menor do que a da cerâmica pura.

A camada de acoplamento acústico, adicionada na face do transdutor, compatibiliza a impedância acústica da cerâmica com a da água, aumentando a emissão acústica e a largura de banda, favorecendo a aplicação do transdutor para imagens subaquáticas.

A largura de banda dos sinais também foi otimizada com uma camada de retaguarda de compósito de epóxi com partículas de tungstênio (**T3**) e de epóxi puro (**T6**). A camada de retaguarda foi colocada na face traseira do transdutor para absorver as ondas emitidas para trás. Em contrapartida, o emprego de uma camada de retaguarda de ar no transdutor (**T2** e **T5**) melhorou a sensibilidade, mas diminui a largura de banda.

A conexão elétrica foi feita com fios soldados entre os eletrodos dos elementos piezelétricos e o conector soqueteado, que foi construído com pinos em barras utilizados em placas de eletrônica. O encapsulamento foi feito com espuma de borracha EVA.

5.1.1 Matriz bidimensional de elementos piezelétricos

Em transdutores de imagem que operam em modo pulso-eco, como os apresentados neste trabalho, os elementos piezelétricos devem ser eficientes nos modos de transmissão e de recepção. Espera-se que os elementos de cerâmica pura sejam mais eficientes do que os materiais piezocompósito 1-3, como conversores de energia eletromecânica, por serem totalmente constituídos de material piezelétrico. Entretanto, os elementos de cerâmica pura possuem maior impedância acústica do que os de material piezocompósito, desfavorecendo o acoplamento acústico com o meio de operação, a água. Além disso, a razão de aspecto do elemento, que é dada pelo quociente da dimensão lateral (a) pela altura

(b) do elemento, também influi no fator de acoplamento eletromecânico no modo espessura, que é muito importante na sensibilidade do transdutor.

Com base nas particularidades de cada tipo de material piezelétrico expostas, neste trabalho foram construídos protótipos de transdutores com piezocerâmica e com piezocompósito, a fim de obter informações que contribuam com a seleção de materiais para a construção da matriz piezelétrica de transdutores para aplicações submarinas.

Uma matriz bidimensional de elementos com geometria quadrada foi escolhida por propiciar o maior preenchimento da matriz com cerâmica, melhorando a emissão e recepção acústica, além de simplificar o processo de fabricação.

Para se evitar a subamostragem (*aliasing*) e os lóbulos de espaçamento (*grating lobes*) a distância entre elementos d (passo) deve ser menor ou igual à $\lambda/2$ (Turnbull e Foster, 1991). Por exemplo, se um transdutor de 500kHz opera imerso em água ($c=1500\text{m/s}$), então o máximo passo dos elementos deve ser 1,5mm, pois $\lambda_{\text{água}}=1500(\text{m/s})/500000(\text{Hz})=3\text{mm}$. Esse critério é muito utilizado em transdutores para imagem médica e para ensaios não destrutivos, onde a resolução é mais importante do que a profundidade de penetração que é da ordem de milímetros ou poucos centímetros.

Entretanto, os transdutores para a aplicação de sonar precisam de aberturas grandes para gerar energia o suficiente para detectar refletores a distâncias de centímetros e até mesmo metros. Nesse caso, seriam necessários muitos elementos para compor uma grande abertura. Para reduzir o número de elementos e consequentemente reduzir a complexidade da fabricação, da eletrônica de controle e do processamento de imagem, são utilizadas frequentemente matrizes com passo dos elementos maior do que $\lambda/2$ (Murino e Trucco, 2000). Como exemplos, podem ser citados os sonares bidimensionais para imagens tridimensionais desenvolvidos por Ehrhardt et al. (2016), com passo dos elementos de 2λ e frequência de 1MHz, e por Trucco, Palmese e Repetto (2008), com passo dos elementos de λ e 2λ para frequências de 600kHz e 1,2MHz, respectivamente.

Com base nas informações apresentadas, o passo dos elementos definido neste trabalho de $d=5,2\text{mm}\approx 1,7\lambda$ está dentro dos valores utilizados nos transdutores matriciais bidimensionais para aplicações submarinas. A piezocerâmica Pz37 de 500

kHz da *FERROPERM PIEZOCERAMICS A/S* foi escolhida para constituir a matriz de elementos piezelétricos. Essa cerâmica tem baixa impedância acústica (18Mrayl), favorecendo o seu acoplamento com a água. Essa característica a torna atrativa para aplicações de imagens submarinas e a frequência escolhida é um compromisso entre a largura de banda e a sensibilidade necessária em sonar de imagem.

O uso do piezocompósito 1-3 otimiza o acoplamento acústico com a água devido à sua menor impedância acústica, além de oferecer um melhor acoplamento eletromecânico no modo espessura (k_t), e menores perdas elétricas e mecânicas do que uma cerâmica PZT pura ou polímeros piezelétricos (Smith e Auld, 1991).

Outra motivação para utilizar o piezocompósito 1-3 é a razão de aspecto dos elementos. O critério da razão de aspecto para fazer os elementos operarem preferencialmente no modo espessura de vibração, mais do que nos modos laterais, é dado por $a/b \leq 0,6$ (aspecto de pilar) ou $a/b \geq 10$ (aspecto de uma placa ou disco), onde a é a largura e b é a espessura do elemento (Bronzino, 2006). Como exemplo, os elementos de cerâmica pura dos transdutores **T1**, **T2** e **T3**, com geometrias $a=5\text{mm}$ e $b=2,8\text{mm}$, possuem razão de aspecto de 1,8 (tendendo a um cubo), mais do que o dobro do valor aceitável (0,6). Para manter o tamanho da face dos elementos e ao mesmo tempo evitar a seção transversal quadrada (para a fase piezelétrica Pz37) cada elemento foi subdividido em um grupo de 9 pilares, espaçados pela espessura do disco de corte $e=200\mu\text{m}$ e interconectados por um mesmo eletrodo de sinal, formando então um elemento de piezocompósito 1-3 (Figura 5.2).

Figura 5.2 - Geometria de um elemento piezocompósito 1-3: $a_{1-3}=1,53\text{mm}$; $d_{1-3}=1,73\text{mm}$.

Desse modo, com cada pilar tendo lado $a_{1-3}=1,53\text{mm}$, foi obtida uma razão de aspecto (para a fase de cerâmica) de 0,55, estando dentro do limite recomendado de 0,6 para o elemento operar preferencialmente no modo espessura.

As propriedades do piezocompósito 1-3 devem ser simuladas para dimensionar o *matching layer* e determinar a impedância elétrica, a forma de onda e a largura de banda do transdutor. Assim sendo, foi implementado no MATLAB (ver o Apêndice A) o modelo unidimensional proposto por (Smith e Auld, 1991). Nesse modelo, o piezocompósito 1-3 é considerado um material homogêneo. Para isso, a periodicidade lateral dos pilares devem ser finas o suficiente, muito menor do que o comprimento de onda de todas as ondas acústicas relevantes.

A quantidade relativa de cerâmica no piezocompósito 1-3 (Figura 5.2) foi calculada como $\delta_{Pz37} = (a_{1-3})^2 / (d_{1-3})^2$ (Hayward e Bennett, 1996), resultando em 78% de Pz37. O software foi alimentado com os parâmetros das fases de cerâmica e de resina epóxi apresentados na Tabela 5.1, e as propriedades do piezocompósito 1-3 foram extraídas diretamente dos gráficos simulados (Figura 5.3), no ponto no qual a fração em volume de cerâmica presente na mistura de resina e cerâmica é de 78%.

Tabela 5.1 - Propriedades das fases do piezocompósito 1-3.

Cerâmica piezelétrica Pz37*			
Permissividade dielétrica relativa	$\epsilon_{33}^S / \epsilon_0$	689	F/m
Constante de rigidez elástica @E=0	c_{11}^E	7,23	10^{10} N/m ²
	c_{12}^E	4,14	
	c_{13}^E	3,34	
	c_{33}^E	4,63	
Constante piezelétrica	e_{31}	1,11	C/m ²
	e_{33}	11	
Densidade	ρ	6470	kg/m ³
Resina Epóxi (Araldite D)**			
Permissividade dielétrica relativa	ϵ / ϵ_0	4	F/m
Constante de rigidez elástica	c_{11}	0,8	10^{10} N/m ²
	c_{12}	0,44	
Densidade	ρ	1150	kg/m ³

Fonte: *FERROPERM PIEZOCERAMICS A/S; **Chan e Unsworth, 1989.

De acordo com as simulações, considerando $\delta_{Pz37}=78\%$, é esperado que as impedâncias acústicas (Z) dos elementos diminuam em 16%, reduzindo de 18Mrayl para 15,2Mrayl, e o acoplamento eletromecânico (k_t) aumente em 6%, sendo elevado de 0,54 para 0,57. Esses resultados (Z e k_t) aumentam as respostas dos ecos, devido à otimização do acoplamento acústico e eletromecânico, respectivamente.

Figura 5.3 - Propriedades simuladas do piezocompósito 1-3 (modelo de Smith e Auld).

5.1.2 Simulação de deflexão e focalização do feixe acústico

As simulações do campo acústico foram realizadas no software desenvolvido em MATLAB baseado no modelo teórico do pistão plano, apresentado na seção 2.3.1, para verificar a viabilidade do transdutor em defletir e focalizar os feixes em um espaço tridimensional. Tendo em vista que os protótipos são para se estabelecer os parâmetros ótimos para a fabricação de um transdutor definitivo, a quantidade de elementos foi reduzida ao mínimo, mas o suficiente para viabilizar a deflexão e focalização do feixe e a reconstrução de imagens em duas e três dimensões.

Para analisar o campo acústico do transdutor operando em banda larga e em banda estreita, as simulações dos transdutores foram realizadas com excitações transientes de 500kHz, com 50% (*broad band*) e 20% (*narrow band*) de largura de banda (*bandwidth*) a -3dB, respectivamente (Figura 5.4). As excitações utilizadas nas simulações são dadas pela expressão (Emeterio e Ullate, 1992):

$$v(t) = Ct^3 e^{-kft} \cos(2\pi ft) \quad (5.1)$$

tal que, C é uma constante de amplitude, t é o tempo, f é a frequência, e $k = 3,833$ para o pulso de banda larga e $k = 1,437$ para o pulso de banda estreita.

Figura 5.4 - Pulsos para simular o campo acústico: *broad band* (a); *narrow band* (b).

As simulações de deflexão e os perfis do campo foram simulados a um raio de 50mm da face do transdutor, aproximadamente 10mm depois da fronteira campo próximo/campo distante, tanto para o pulso de banda larga quanto para o pulso de banda estreita. Considerou-se o foco a 1m do transdutor na determinação das leis de atraso. Entretanto, para esse caso tem-se somente a deflexão do feixe acústico, porque o foco está no campo distante, a mais de 20 vezes a distância do foco natural.

De acordo com a equação 2.43, o ângulo máximo de deflexão do feixe do transdutor para se evitar ambiguidades devido aos lóbulos de espaçamento, considerando excitação com frequência central de 500kHz ($\lambda=3\text{mm}$), é $16,7^\circ$. Como se pode observar na Figura 5.5, para o feixe defletido em 15° (valor próximo ao ângulo máximo de deflexão) tanto para o pulso de banda estreita (linha azul) quanto para o de banda larga (linha preta) os níveis dos lóbulos de espaçamento localizados entorno de -18° e -11° , respectivamente, estão abaixo da amplitude do lóbulo principal, com amplitudes relativas de -3,7dB e -7dB, respectivamente.

Na Figura 5.6, o feixe é defletido no espaço tridimensional em 15° em relação ao eixo acústico z e rotacionado em 45° entorno do mesmo eixo. Tal como na deflexão azimutal (Figura 5.5), a amplitude dos lóbulos de espaçamento ficaram abaixo da amplitude do lóbulo principal. Uma observação que pode ser feita quanto à relação entre a largura de banda do pulso e a deflexão do feixe é que, para um mesmo ângulo de deflexão, quando o pulso é de banda estreita, ocorre um maior espalhamento da energia acústica, pois os lóbulos de espaçamento são mais afastados do lóbulo principal (Figuras 5.6.a). Em contrapartida, o pulso de banda

larga resulta em um feixe mais diretivo, concentrando a energia na direção de interesse, ou seja, no lóbulo principal (Figura.5.6.b).

Figura 5.5 - Perfis de pressão simulados no plano azimutal, focalizados a 1m e defletidos em $\theta=15^\circ$, plotados no raio de 50mm.

Figura 5.6 - Deflexões simuladas para pulsos de banda estreita (a) e banda larga (b), focalizados a 1m e defletidos em $\theta=15^\circ$ e $\varphi=45^\circ$, em $z=50\text{mm}$.

A influência da largura de banda do pulso na magnitude dos lóbulos de espaçamento quando a deflexão do feixe é gradualmente aumentada, é evidenciada nas simulações de deflexão do feixe (Figura 5.7). Observa-se que, quanto maior é a deflexão do feixe e menor a largura de banda do transdutor, maior é a amplitude dos *grating lobes* (Figura 5.7.b,c,d).

Figura 5.7 - Deflexões simuladas no plano azimutal ($\varphi=0^\circ$), com foco em $R=1\text{m}$, no raio de 50mm: $\theta=0^\circ$ (a), $\theta=10^\circ$ (b), $\theta=15^\circ$ (c) e $\theta=20^\circ$ (d).

5.1.3 Camada de Acoplamento Acústico e Camada de Retaguarda

O projeto das camadas de acoplamento e de retaguarda está associado à impedância acústica característica dos materiais. A impedância acústica Z (rayl) é calculada pelo produto ρc , onde ρ é a densidade e c é a velocidade de propagação da onda, dada por $c=\lambda f$, onde λ é o comprimento de onda e f é a frequência.

Os materiais com impedâncias acústicas iguais não produzem reflexões. Já os materiais com diferentes impedâncias refletem e transmitem parcialmente as ondas acústicas, dependendo do coeficiente de transmissão de amplitude de pressão acústica, T , que para o caso de incidência normal é dado por (Cheeke, 2012):

$$T = 2Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (5.2)$$

onde Z_1 é a impedância acústica do meio da onda incidente e refletida, e Z_2 é o meio da onda transmitida.

Assim sendo, considerando que uma onda acústica com amplitude p , propagando-se em um meio de impedância acústica Z_1 , incida normalmente na interface de outro meio com impedância acústica Z_2 (Figura 5.8), então a pressão acústica transmitida será $p_t = pT$ e a pressão refletida será $p_r = pR$, onde R é o coeficiente de amplitude de reflexão dado por $1 + R = T$ (Cheeke, 2012).

Figura 5.8 - Onda acústica p incidindo normalmente em uma interface com impedância acústica diferente, sendo parcialmente transmitida e refletida, de acordo com os coeficientes de transmissão T e de reflexão R .

No caso de uma incidência normal, como o apresentado na Figura 5.8, o coeficiente de intensidade de transmissão acústica, T_i , do Meio 1 (Z_1) para o Meio 2 (Z_2), é dado por (Cheeke, 2012):

$$T_i = 4Z_2Z_1 / (Z_1 + Z_2)^2 \quad (5.3)$$

Pela lei da conservação de energia, o coeficiente de intensidade de reflexão acústica é dado por $1 = R_i + T_i$. A Tabela 5.2 fornece informações das propriedades acústicas de alguns materiais utilizados para projetar as camadas de acoplamento acústico e de retaguarda.

Tabela 5.2 - Propriedades acústicas de alguns materiais.

Material	Velocidade c (m/s)	Densidade ρ (kg/m ³)	Impedância Z (Mrayls)	T_i , se $Z_1 = Z_{Pz37}$ e $Z_2 = Z_{Material}$	T_i , se $Z_1 = Z_{Comp13}$ e $Z_2 = Z_{Material}$
Ar *	330	1,2	0,0004	≈ 0	≈ 0
Água *	1480	1000	1,48	0,28	0,32
Tungstênio **	5233	18700	98	0,52	0,46
Resina Epóxi **	2554	1170	3	0,49	0,55
Alumínio **	6422	2699	17,3	≈ 1	≈ 1
Pz37 ***	2727	6600	18	1	0,99
Piezocompósito 1-3	2875	5300	15,2	0,99	1

Fonte: *Schmerr e Song, 2007; **Sayers e Tait, 1984; ***Ferroperm Piezoceramics A/S.

A camada de acoplamento acústico otimiza a transmissão acústica entre os elementos da matriz e o meio de propagação das ondas, bem como a recepção acústica. A sua espessura é de um quarto do comprimento de onda e a impedância acústica é dada pela média geométrica das impedâncias da cerâmica e da água (Cheeke, 2012).

A camada de retaguarda diminui o número de ciclos do sinal emitido pelo transdutor, absorvendo a ondas emitidas para trás. A absorção da onda resulta em um pulso estreito, ou seja, de banda larga, o que aumenta a resolução axial. Mas isso é obtido ao custo de perda de energia que poderia ser emitida (Bronzino, 2006). As ondas traseiras são amortecidas quando a impedância acústica da cerâmica Z_c e da camada de retaguarda Z_B são equivalentes, e o material da retaguarda deve ter alto coeficiente de atenuação acústica. O coeficiente de atenuação de ondas longitudinais de um material para uma frequência específica, dado em Np/m, pode ser determinado com uma amostra imersa em água, medindo a amplitude da onda longitudinal que a transpõe, com dois transdutores de mesma frequência, um emitindo e o outro recebendo o sinal, por:

$$\alpha = \ln(T_\tau \cdot s_{sa}(f) / s_{ca}(f)) / e_a \quad (5.4)$$

onde $s_{sa}(f)$ e $s_{ca}(f)$ são as amplitudes da FFT (*Fast Fourier Transform*) dos sinais medidos sem amostra ($s_{sa}(t)$) e com amostra ($s_{ca}(t)$), respectivamente, e_a é a espessura da amostra, e T_τ é o coeficiente de transmissão total, dado pelo produto dos coeficientes de transmissão (T) da onda da água para a amostra, e vice versa (Wang et. al., 1999). Determinado α , a espessura (ou altura) h da camada de retaguarda (ver Figura 5.1) é calculada de acordo com a atenuação total desejada para a onda emitida para trás.

De acordo com os coeficientes T_i calculados com a equação 5.3 e apresentados na Tabela 5.2, verifica-se que uma camada de retaguarda com impedância acústica muito baixa reflete quase toda a energia acústica para o sentido da emissão. Isso aumenta a emissão, mas não reduz o número de ciclos do pulso, resultando em um sinal de longa duração e banda estreita. No entanto, uma camada de retaguarda de tungstênio (hipoteticamente “puro”, sem resina) poderia receber cerca de 50% da energia das ondas emitidas para trás, resultando na emissão de um pulso de banda larga.

5.1.4 Simulação da impedância elétrica, do pulso-eco e da largura de banda

As simulações foram realizadas no MATLAB. O algoritmo implementado baseia-se no modelo KLM com matrizes elementares ABCD (ver o Apêndice B), que foi apresentado na seção 2.2. Apenas os transdutores com matriz de elementos de piezocompósito 1-3 (**T4** - retaguarda de água, **T5** - retaguarda de ar e **T6** - retaguarda de resina) foram simulados, porque o modelo implementado só é válido para transdutores que operam em modo espessura e obedecem ao critério da razão de aspecto, já abordado na seção 5.1.1. No modelo implementado são desconsideradas as perdas no meio de propagação dos pulsos, no caso a água. Além disso, considera-se que a onda incide normalmente na face de um refletor plano e que o mesmo impõe reflexão total. Também são negligenciados os efeitos da difração. Para implementar o software de modelagem do transdutor piezocompósito é necessário determinar a matriz de transferência total do sistema do transdutor **T**. A partir dessa matriz são determinadas as funções da impedância elétrica e as funções de transferência das formas de ondas de emissão, de recepção e de eco. Inicialmente foi elaborado um diagrama KLM com matrizes elementares representando o transdutor como um sistema no qual participam todos os componentes mais significativos, desde o gerador e receptor de sinais até o *matching layer* (Figura 5.9).

Figura 5.9 - Representação esquemática de um transdutor completo modelado como um circuito KLM com matrizes elementares de transferência.

A expressão da matriz ABCD de transferência do transdutor completo é dada por:

$$T = T_1 \times T_2 \times T_3 \times T_4 \times T_5 \times T_{9(PAR)} \times T_{10} \times T_{11} \quad (5.5)$$

onde $T_{9(PAR)}$ é uma matriz de impedância paralela, resultante do acoplamento da matriz T_8 à carga traseira Z_r . Substituindo as matrizes elementares (Figura 2.6) na equação 5.5, obtém-se:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{cabo} l_{cabo}) & Z_{cabo} \sinh(\gamma_{cabo} l_{cabo}) \\ \sinh(\gamma_{cabo} l_{cabo})/Z_{cabo} & \cosh(\gamma_{cabo} l_{cabo}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -j/\omega C_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -j/\omega C' \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ 0 & 1/\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{eq} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{1-3} l_{1-3}) & Z_{1-3} \sinh(\gamma_{1-3} l_{1-3}) \\ \sinh(\gamma_{1-3} l_{1-3})/Z_{1-3} & \cosh(\gamma_{1-3} l_{1-3}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{match} l_{match}) & Z_{match} \sinh(\gamma_{match} l_{match}) \\ \sinh(\gamma_{match} l_{match})/Z_{match} & \cosh(\gamma_{match} l_{match}) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

O comprimento da linha de transmissão acústica do elemento piezocompósito 1-3 é dado por $l_{1-3}=b/2$, porque no modelo KLM a cerâmica é dividida simetricamente ao meio, gerando duas linhas de transmissão acústicas para representá-la. A impedância elétrica equivalente Z_{eq} é resultante do acoplamento da matriz T_8 com a impedância da carga traseira, Z_r . A matriz T_8 é calculada pelo produto $T_6 \times T_7$ como:

$$T_8 = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{1-3} l_{1-3}) & Z_{1-3} \sinh(\gamma_{1-3} l_{1-3}) \\ \sinh(\gamma_{1-3} l_{1-3})/Z_{1-3} & \cosh(\gamma_{1-3} l_{1-3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{back} l_{back}) & Z_{backing} \sinh(\gamma_{back} l_{back}) \\ \sinh(\gamma_{back} l_{back})/Z_{back} & \cosh(\gamma_{back} l_{back}) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

e a impedância elétrica traseira equivalente Z_{eq} é calculada com os coeficientes ABCD da matriz T_8 por:

$$Z_{eq} = (Z_r T_{8(A)} + T_{8(B)}) / (Z_r T_{8(C)} + T_{8(D)}) \quad (5.8)$$

A impedância traseira equivalente é observada no circuito como um componente paralelo. Assim sendo, a impedância Z_{eq} é incluída na equação 5.6 pela matriz $T_{9(PAR)}$, dada por:

$$T_{9(PAR)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{eq} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Calculada a matriz equivalente total do transdutor, T , a função da impedância elétrica de entrada do transdutor $Z_{in}(\omega)$ e as funções de transferência da emissão $FTE(\omega)$, da recepção $FTR(\omega)$ e do eco $FTER(\omega)$ são calculadas, respectivamente, por:

$$Z_{in}(\omega) = (Z_f T_{(A)} + T_{(B)}) / (Z_f T_{(C)} + T_{(D)}) \quad (5.10)$$

$$FTE(\omega) = Z_f / [(Z_f T_{(A)} + T_{(B)}) + Z_G (Z_f T_{(C)} + T_{(D)})] \quad (5.11)$$

$$FTR(\omega) = 2Z_R / [(Z_f T_{(A)} + T_{(B)}) + Z_R (Z_f T_{(C)} + T_{(D)})] \quad (5.12)$$

$$FTER(\omega) = FTE(\omega) \times FTR(\omega) \quad (5.13)$$

onde A, B, C e D são os coeficientes da matriz T , calculada com equação 5.5.

A forma de onda da emissão (equação 5.14) ou do eco (equação 5.15) é calculada através da convolução da excitação arbitrária $V_G(t)$ com a transformada inversa de Fourier da função de transferência correspondente, dada pela equação 5.11 ou equação 5.13, respectivamente (Arnau, 2004; San Emeterio et al., 1988):

$$PI(t) = V_G(t) * \text{IFFT}(FTE(\omega)) \quad (5.14)$$

$$PE(t) = V_G(t) * \text{IFFT}(FTER(\omega)) \quad (5.15)$$

Os transdutores foram simulados com os parâmetros dados na Tabela 5.3. A excitação $V_G(t)$ é a mesma da Figura 2.9.a. Apenas o *backing layer* do transdutor **T6** feito de resina Araldite AW106 misturada com endurecedor HV953U foi especificado, porque os transdutores **T4** e **T5** não possuem *backing layer*, propriamente dito (um acopla em água e o outro direto em ar), portanto, na simulação de ambos a sua espessura foi configurada em zero ($b_{back}=0$) e a carga traseira (Z_r) foi configurada com as impedâncias acústicas da água e do ar, respectivamente.

As simulações mostram que a frequência de ressonância f_r , que é identificada onde a amplitude da condutância elétrica $G(f)$ é máxima (Figura 5.10.a), é a mesma para os três transdutores simulados (**T4**, **T5** e **T6**), sendo $f_r = 510\text{kHz}$. Outra observação que pode ser feita é que a magnitude da impedância elétrica (Figura 5.10.b) variou menos do que a fase (Figura 5.10.c).

Tabela 5.3 - Parâmetros para simular os transdutores **T4**, **T5** e **T6**.

Elemento			Backing Layer - T6			Cabo coaxial		
b_{1-3}	$2,8 \cdot 10^{-3}$	m	b_{back}	$19,5 \cdot 10^{-3}$	m	l_{1-3}	1,5	m
c_{1-3}	2.875	m/s	c_{back}	2.300	m/s	Z_{caract}	50	Ω
Z_{1-3}	$15,2 \cdot 10^6$	rayl	Z_{back}	$2,5 \cdot 10^6$	rayl	C_{cabo}	$110 \cdot 10^{-12}$	F/m
Q_{1-3}	14,6		Q_{back}	16		R_{cabo}	3,3	Ω/m
$\tan(\delta)$	$15 \cdot 10^{-3}$		Matching Layer			G_{cabo}	0	S/m
$\epsilon_{33}^S/\epsilon_0$	538,8		b_{match}	$1,48 \cdot 10^{-3}$	m	Gerador NDT 5077PR		
k_t	0,57		c_{match}	2.958	m/s	V_G	-100	V
área	$25 \cdot 10^{-6}$	m ²	Z_{match}	$4,8 \cdot 10^6$	rayl	Z_G	50	Ω
Cargas acústicas			Q_{match}	11,6		Z_R	500	Ω
Z_f	$1,5 \cdot 10^6$	rayl	Indutor <i>tunning</i>			f_o	$500 \cdot 10^3$	Hz
Z_r	$1,5 \cdot 10^6$	rayl	L_{exp}	$396 \cdot 10^{-6}$	H			

Figura 5.10 - A frequência de ressonância f_r foi determinada pela condutância (a) e o indutor série L foi calculado com a impedância elétrica complexa (b) e (c).

O indutor de casamento elétrico L é calculado de modo que ocorra a maior transferência de energia entre o gerador de sinais e o transdutor, na frequência de ressonância (equação 5.16). Na frequência de ressonância, as fases negativas entre -80° e -83° indicam que o sistema é quase totalmente dominado por uma reatância capacitiva, apresentando uma magnitude da impedância ($\approx 1470\Omega$) muito maior do que a do gerador de sinais (50Ω). Perto da ressonância o sistema é modelado como um resistor e um capacitor em série. Assim, o indutor série é calculado de modo à anular a fase da impedância elétrica na frequência de ressonância, impondo uma reatância indutiva (X_L) em série de mesma magnitude da reatância capacitiva (X_C), porém com sinal oposto. O indutor série é calculado pela expressão:

$$L = X_L / (2\pi f_r)$$

$$L = |Z| \sin(\theta) / (2\pi f_r) \quad (5.16)$$

onde $|Z|$ e θ são a magnitude e a fase da impedância elétrica, respectivamente, na f_r .

O valor médio do indutor calculado para os três transdutores é de 455 μ H. O valor comercial mais próximo encontrado foi de 470 μ H, porém, nos resultados experimentais os transdutores foram melhor otimizados com o indutor de valor nominal de 330 μ H, que possui valor medido de 396 μ H. Os resultados da Tabela 5.4 mostram que com o indutor $L=396\mu\text{H}$, que é apenas 13% inferior ao indutor calculado, a magnitude da impedância elétrica reduziu em 20dB, zerou a fase, e a frequência de ressonância f_r aumentou em 12% (Figura 5.11).

Tabela 5.4 - Impedâncias elétricas complexas simuladas com e sem o indutor série.

Transdutor	$ Z $	θ° , @ f_r	$ Z $	θ° , @ f_{rl} , $L=396\ \mu\text{H}$
T4	1474 Ω	-81,9°	510 kHz	136 Ω 0° 570 kHz
T5	1487 Ω	-80,4°	510 kHz	125 Ω 0° 580 kHz
T6	1467 Ω	-82,8°	510 kHz	136 Ω 0° 570 kHz

Figura 5.11 - Impedâncias elétricas simuladas antes e depois da compatibilização elétrica:

T4 - retaguarda de água (a), **T5** - retaguarda de ar (b), **T6** - retaguarda de resina (c).

As formas de onda dos ecos dos transdutores **T4** (retaguarda de água), **T5** (retaguarda de ar) e **T6** (retaguarda de resina) foram simuladas antes e depois da compatibilização elétrica com o indutor série (Figura 5.12). De acordo com as simulações é esperado que quando adicionado o indutor série, as amplitudes pico-a-pico dos ecos dos transdutores **T4**, **T5** e **T6** aumentem em 11dB, 14,5dB e 9,8dB, respectivamente.

As transformadas de Fourier das formas de onda dos ecos (Figura 5.13) mostram que, tal como ocorreu com a frequência de ressonância calculada pela impedância elétrica (Tabela 5.4), a adição do indutor série elevou a frequência central e de pico. O aumento da frequência beneficia a resolução angular

(equação 2.41), mas reduz o campo de visão angular devido aos lóbulos de espaçamento (equação 2.43).

Figura 5.12 - Ecos simulados antes e depois da compatibilização elétrica com o indutor: **T4** - retaguarda de água (a), **T5** - retaguarda de ar (b), **T6** - retaguarda de resina (c).

Com o indutor série a largura de banda dos transdutores **T4**, **T5** e **T6** reduziu 3%, 14% e 3%, respectivamente. Esse resultado é indesejado, porque é esperado que a resolução axial (longitudinal) seja reduzida.

Figura 5.13 - FFT dos ecos simulados antes e depois da compatibilização elétrica com o indutor: **T4** - retaguarda de água (a), **T5** - retaguarda de ar (b), **T6** - retaguarda de resina (c).

Dado que o ganho das respostas dos ecos é muito superior do que as perdas devidas ao aumento da frequência central e a redução da largura de banda, e que a sensibilidade é um critério de importância ímpar em sonares de aplicações submarinas, conclui-se que o uso do indutor série para compatibilizar as impedâncias elétricas é imprescindível.

Por fim, são comparados os tipos de camada de retaguarda, nos transdutores com indutor série. Em uma análise inicial qualitativa, observa-se que as formas de onda dos ecos dos transdutores **T4** (retaguarda de água) e **T6** (retaguarda de resina

epóxi) são mais amortecidas do que as do transdutor **T5**, que possui retaguarda de ar (Figura 5.14.a). A envoltória das formas de onda evidencia que os transdutores **T4** e **T6** têm amplitudes significativamente menor do que o transdutor **T5** (Figura 5.14.b). A transformada de Fourier dos ecos normalizados mostram que, quanto mais amortecido o pulso, mais ampla é a banda de operação do transdutor (Figura 5.14.c).

Figura 5.14 - Ecos simulados dos transdutores com o indutor de casamento elétrico: formas de onda (a), envoltórias das formas de onda (b), FFTs das formas de onda (c).

A tensão elétrica pico-a-pico (V_{pp}) do eco simulado com o transdutor **T5**, por ser a maior entre todos ($\mathbf{T5=2,6V > T6=1,76V > T4=1,46V}$), foi utilizada como referência para uma comparação relativa entre os transdutores com diferentes tipos de *backing layer*. De acordo com os resultados apresentados na Tabela 5.5, as amplitudes dos ecos dos transdutores com retaguarda de água (**T4**) e com retaguarda de resina (**T6**) são, respectivamente, 43% (-5dB) e 32% (-3,4dB) inferiores a do transdutor com retaguarda de ar (**T5**).

Tabela 5.5 - Resultados do pulso-eco simulado com indutor série.

Transdutor	Eco V_{pp} Rel.(dB)	B.w. @-6dB (%)	$f_{central}$ (kHz)	δ_R @-10dB (mm)	$\delta_{0,est.}$ @ $f_{central}$ (°)
T4	-5	56	474	3,4	8,8
T5	0	42	489	4,7	8,5
T6	-3,4	56	470	3,5	8,7

A largura de banda dos transdutores **T4** e **T6**, relativa à **T5**, é 2,5dB superior e como consequência a resolução axial (δ_R) dos mesmos é 2,8dB melhor do que a do

transdutor **T5**. Já a resolução angular (δ_θ) do transdutor **T5** é apenas 3,5% melhor em relação ao **T4**.

Diante dos dados apresentados, é esperado que o protótipo com matriz de elementos piezocompósitos 1-3, com retaguarda de ar (**T5**) e com indutor série seja o mais adequado para aplicações submarinas, tomando-se como critério que a sensibilidade para detectar ecos de refletores é mais relevante do que a largura de banda e a resolução axial.

5.2 Fabricação do transdutor ultrassônico matricial bidimensional

5.2.1 Construção da matriz bidimensional de elementos piezelétricos

Dois transdutores matriciais bidimensionais piezelétricos foram construídos e utilizados de base para os seis protótipos, variando apenas os materiais da camada de retaguarda. O transdutor de elementos de piezocerâmica Pz37 gerou os transdutores: **T1** - transdutor com a interface traseira acoplada em água, **T2** - transdutor com retaguarda de ar, e **T3** - transdutor com retaguarda de compósito de resina epóxi com partículas de tungstênio. O transdutor de elementos de piezocompósito 1-3 gerou os transdutores: **T4** - transdutor com a interface traseira acoplada em água, **T5** - transdutor com retaguarda de ar, e **T6** - transdutor com retaguarda de resina epóxi.

A fabricação dos transdutores segue os mesmos processos, diferenciando-se apenas pela construção do piezocompósito 1-3 e pela camada de retaguarda. Os principais processos de fabricação são:

- Construção da matriz de elementos piezelétricos
- Construção da camada de acoplamento acústico
- Soldagem dos fios e do conector para a interconexão elétrica do transdutor com o dispositivo pulsador/receptor de sinais
- Construção do encapsulamento parcial do transdutor
- Construção da camada de retaguarda

A matriz de elementos piezocerâmicos foi obtida a partir de uma placa de piezocerâmica Pz37 da FERROPERM. A placa retangular, de dimensões 25 x 50 x 2,7mm, possui um eletrodo na face superior e outro na face inferior. Um

eletrodo foi usado como terra, sendo o eletrodo comum a todos os elementos. Na outra face da cerâmica foram feitos sulcos transversais, conhecidos como *kerf*, formando elementos quadrados, cada um com o seu respectivo eletrodo para a transmissão e a recepção de sinais independentes entre si. O processo de corte foi realizado em uma máquina de corte semiautomática BUEHLER ISOMET 4000, utilizando um disco adiamantado com espessura nominal de 200 μ m (Figura 5.15). Devido a vibrações causadas por empenamento do disco, o espaço entre os elementos ficou próximo de 300 μ m.

Figura 5.15 - Máquina semiautomática de corte com fixação a vácuo da amostra.

O processo de corte se iniciou com o preparo da placa de cerâmica para ser fixada na base de vidro, que por sua vez é presa à mesa da máquina de corte através de um dispositivo de sucção com bomba de vácuo. A face do eletrodo comum da cerâmica e a base de vidro foram limpas com um papel macio embebido em álcool isopropílico. A placa foi fixada na base de vidro com uma fita adesiva dupla-face e as bordas da cerâmica foram preenchidas com uma fina camada de cera derretida, aplicada com um ferro de solda utilizado em eletrônica. Esse procedimento é importante para isolar a fita adesiva do fluido de corte durante o processo de corte, evitando que a fita adesiva se solte e danifique a cerâmica e o disco adiamantado. Com a cerâmica fixada, iniciou-se o procedimento de cortes não passantes, paralelos entre si, com o passo de 5,25mm (largura do elemento mais a espessura nominal do disco, acrescida de um erro). O objetivo de se realizar cortes não passantes é conservar o eletrodo comum, otimizando o processo de construção. Separadas todas as tiras possíveis, a mesa de fixação foi rotacionada em 90° e o

processo de corte foi repetido. Deste modo, obteve-se uma matriz de elementos quadrados e, por fim, cortes passantes foram feitos nas extremidades da matriz para separá-la da amostra (Figura 5.16.a).

Figura 5.16 - Matriz obtida cortando a placa de Pz37 (a); processo de preenchimento dos sulcos com resina epóxi (b) e (c).

A matriz de cerâmica é frágil e apenas a fina camada de cerâmica com eletrodo comum não oferecem resistência mecânica suficiente para manuseá-la durante os demais processos de construção do transdutor. Assim sendo, os canais da matriz foram preenchidos com uma resina epóxi Araldite® GY 279 e endurecedor Aradur® 951, ambos da Huntsman International LLC. O preenchimento é feito envolvendo-se a matriz com anteparos laterais, feitos de placa de fenolite, cortados em tiras e fixados com cera derretida (Figura 5.16.b,c). É importante recobrir os anteparos com adesivo dupla face para que os mesmos possam ser removidos ao final do processo. A cola do adesivo é facilmente dissolvida com álcool isopropílico. A cera une os anteparos e, por ser fluida durante a sua aplicação a quente, as reentrâncias são obstruídas, evitando o vazamento da resina. Antes da cura da resina é importante retirar o seu excesso utilizando uma espátula de plástico ou qualquer outro material que não danifique os eletrodos por atrito. Após a cura da resina, a fabricação da matriz é finalizada removendo os anteparos de fenolite e cera com a imersão em álcool etílico.

A matriz de elementos de piezocompósito 1-3 foi obtida a partir de uma matriz de piezocerâmica Pz37. Após o processo de fabricação da matriz de piezocerâmica, é realizada a sua limpeza com álcool etílico e fixada novamente com fita dupla-face na base da máquina de corte, pela face dos eletrodos de sinais. A face do eletrodo comum foi então cortada, com sulcos transversais com passo de 1,73mm

(espessura do pilar acrescida da espessura nominal do disco de corte). Os cortes não passantes preservaram os eletrodos dos elementos.

Concluído o processo de corte (Figura 5.17.a,b), o transdutor foi preparado para preencher os canais dos pilares (Figura 5.17.b) com o mesmo tipo de resina epóxi utilizado no preenchimento da matriz de Pz37.

Por fim, o eletrodo terra foi feito com a união de todos os eletrodos dos pilares com resina condutiva CW2400 Chemtronics®, aplicada manualmente após a cura da resina de preenchimento.

Figura 5.17 - Matriz de elementos de piezocompósito 1-3 obtida subdividindo cada elemento de Pz37 em 9 pilares (a), (b). Após o processo de corte a matriz foi preparada para o preenchimento dos canais com resina epóxi (c).

5.2.2 Construção da camada de acoplamento acústico

A camada de acoplamento acústico foi construída com um compósito de resina epóxi e alumina em pó. A resina utilizada na fabricação do compósito é do mesmo tipo que foi utilizada no enchimento da matriz de elementos piezelétricos. Essa resina possui baixa viscosidade, proporcionando boa homogeneidade da mistura com as partículas de alumina, diminuindo tanto a incidência quanto o tamanho das bolhas de ar que surgem durante o processo de mistura.

O processo de construção da camada de acoplamento acústico é resumido em: preparo do transdutor, preparo da mistura, enchimento da camada de acoplamento, cura e lixamento. O preparo do transdutor para receber o enchimento de mistura da camada de acoplamento é muito semelhante ao processo de enchimento da matriz de elementos piezelétricos com resina. Entretanto, a principal diferença é a

necessidade de referenciar a espessura da camada de acoplamento, a qual deve ter um quarto do comprimento de onda.

O referenciamento é feito com anteparos laterais (Figura 5.18), com dois níveis de altura, tal que o anteparo de referência tem a sua altura, relativa à face do transdutor, exatamente na medida da espessura calculada para a camada de acoplamento acústico. A altura do anteparo de referência é garantida colocando uma placa de referência de espessura na face do transdutor, a qual é retirada após os anteparos serem fixados (Figura 5.18.a,b). Para maior precisão, o processo de fixação dos anteparos de referência foi feito sobre uma base de vidro, por este oferecer uma ótima planicidade. Os anteparos de enchimento estão numa altura maior que os de referência para fornecer uma sobrecamada do compósito, a qual será removida durante o processo de lixamento (Figura 5.18.c).

Figura 5.18 - Preparo do transdutor para o enchimento da camada de acoplamento.

A camada de acoplamento acústico, cujas componentes são a resina epóxi e pó de alumina, foi preparada com uma mistura de 85% de alumina da quantidade em massa de resina epóxi, adicionada a resina epóxi, tal que a resina é catalisada com 10% de sua massa, com o endurecedor. A mistura foi preparada dentro de um copo de vidro e uma balança de precisão 0,001 da marca *SHIMADZU* modelo *BL320H* foi usada para medir as quantidades de massa das componentes. A balança foi tarada com o copo e adicionou-se 3,4 gramas de alumina a 4 gramas de resina, já catalisada. A mistura foi agitada com uma espátula de metal e nesse processo surgiram pequenas bolhas de ar (Figura 5.19.a). As bolhas de ar foram retiradas colocando a mistura dentro de uma câmara de vácuo (Figura 5.19.b). Todo esse processo deve ser feito num tempo abaixo da cura da resina, sendo 15 minutos um limite de tempo satisfatório para o vazamento do compósito no transdutor.

Figura 5.19 - Mistura (resina epóxi e pó de alumina) com microbolhas após processo de agitação (a); processo de extração de bolhas com uma câmara de vácuo (b).

Para garantir a cura completa do compósito antes de lixá-lo, aguardou-se um dia antes de se realizar esse processo. O lixamento foi realizado manualmente na máquina da marca *STRUERS* modelo Tegramin-25 (Figura 5.20). O lixamento foi iniciado removendo-se os anteparos de enchimento, deixando exposta a camada do compósito que foi lixada até ser removida. A rotação da máquina de desbaste foi configurada em 100 rpm e o fluido de lubrificação utilizado (água) foi acionado para que os fragmentos gerados pelo desbaste não empastasse na lixa, conservando a lixa e propiciando um acabamento com menor rugosidade.

Figura 5.20 - Processo de lixamento da camada de acoplamento acústico.

O indicador de que a camada de acoplamento acústico se encontra na medida aproximada da desejada é quando os contornos dos anteparos laterais de referência começam a “transparecer” através do compósito. Quando a camada de acoplamento

acústico atingiu a espessura dimensionada (1,41mm para o transdutor de piezocerâmica e 1,48mm para o transdutor de piezocompósito 1-3, Figura 5.21) os anteparos de referência foram removidos, imergindo o transdutor em álcool etílico, o mesmo utilizado no processo de construção da matriz piezelétrica.

Figura 5.21 - Matriz de elementos piezocompósitos 1-3 concluída com o *matching layer*.

5.2.3 Interconexões elétricas

A interconexão entre o transdutor e o dispositivo pulsador/receptor é feita por um cabo multicoaxial, composto por muitos cabos microcoaxiais. A soldagem dos cabos microcoaxiais diretamente nos eletrodos dos elementos do transdutor possui a vantagem de dispensar um conector de interconexão entre o cabo e o transdutor. O conector, sendo uma peça a mais no transdutor, aumenta a probabilidade de falhas por mau contato, principalmente com o tempo de uso. Além disso, o conector é uma “fonte” de capacitâncias que pode degradar o sinal. Entretanto, os cabos microcoaxiais precisam ser descascados, um a um, manualmente, para serem soldados. Este processo, além de fatídico, ocasiona frequentemente rupturas dos fios durante a soldagem devido à sua fragilidade.

Neste projeto, optou-se por utilizar um cabo multicoaxial com 1,5m de comprimento e com conectores em ambas às extremidades para que o mesmo cabo possa ser utilizado em todos os transdutores fabricados (Figura 5.22). O cabo multicoaxial é um produto específico cujo custo é muito superior aos conectores que foram utilizados nos protótipos, justificando o uso dos conectores.

Figura 5.22 - Cabo multicoaxial: conectores soldados (a); cabo finalizado (b).

Os conectores foram fabricados com barras de pinos utilizadas em confecções de placas eletrônicas de circuito impresso - PCI. Estas barras são de tamanho padrão, fáceis de encontrar a venda e com baixo custo, não impactando significativamente nos custos de fabricação dos protótipos.

As capacitâncias decorrentes dos contatos elétricos dos conectores foram compensadas com os indutores de casamento elétrico que foram instalados na extremidade do cabo a ser conectada ao dispositivo pulsador/receptor. Os fios de conexão dos elementos e do eletrodo comum ao conector têm diâmetro de $150\mu\text{m}$ e são isolados com um verniz (Figura 5.23). O seu material isolante pode ser removido com a ponta do ferro de solda, aquecendo-o em sua extremidade e estanhando o mesmo. O uso deste tipo de fio otimiza o processo de solda pois não ocorrem rupturas de fios devido ao processo de descascamento manual. A solda utilizada é de liga Sn37/Pb67, comumente empregada em placas eletrônicas.

Figura 5.23 - Fios de sinais revestidos com verniz isolante.

5.2.4 Construção do encapsulamento parcial

Tal como no transdutor de aplicação de imagens submarinas apresentado por (Nicolaidis; Van Jaarsveld; Wilkinson, 2010), o encapsulamento do transdutor foi feito com um tipo de espuma. O material escolhido foi uma fita de borracha espuma adesiva, feita de EVA - Ethylene Vinyl Acetate (Etileno Acetato de Vinila) e adesivo acrílico. Esse material é flexível e fácil de ser cortado e modelado. Embora seja um material permeável, a sua face adesiva impede que a camada de retaguarda de ar seja inundada. Por ser um material com densidade muito menor que a da água e da cerâmica piezelétrica, este fornece isolamento acústico ao transdutor, impedindo que as ondas provindas de direções que não são de interesse, como as que incidem nas faces laterais, excitem os elementos piezelétricos.

A espuma adesiva, fornecida em forma de uma tira com 50mm de largura e 8mm de espessura, foi cortada com estilete em tiras menores, as quais foram coladas nas laterais do transdutor com cola instantânea *SuperBonder* da marca *LOCTITE*. O encapsulamento é parcial, pois apenas as laterais do transdutor são revestidas para que a camada de retaguarda possa ser preenchida posteriormente com o compósito de epóxi/tungstênio ou com ar. Concluído o encapsulamento, os fios de sinais são soldados ao conector de barras de pinos, que é posteriormente fixado à carcaça de espuma EVA (Figura 5.24).

Figura 5.24 – Transdutor parcialmente encapsulado, sem a camada de retaguarda.

Nesta etapa, os transdutores com retaguarda acoplada em água **T1** e **T4** foram concluídos (Figura 5.25).

Figura 5.25 - Transdutor **T1** concluído. A sua retaguarda acopla diretamente com a água.

5.2.5 Construção da camada de retaguarda

A camada de retaguarda de ar dos transdutores **T2** e **T5** foi obtida tampando-se a parte traseira dos transdutores com uma placa transparente de acrílico (Figura 5.26). O acrílico transparente permitiu a inspeção visual da camada de retaguarda em todos os experimentos realizados, para garantir que não houvesse infiltrações, além de ser um material que pode ser cortado e modelado facilmente.

A tampa foi fixada no encapsulamento com cola de silicone aplicada a quente. Esta cola proporcionou ótima aderência e isolamento, impedindo que a tampa se soltasse e que a água infiltrasse no transdutor. A cola de silicone pode ser removida facilmente com álcool isopropílico sem causar danos ao encapsulamento dos transdutores, permitindo reutilizá-los para adicionar as camadas de retaguarda de composto de tungstênio (**T3**) e de resina (**T6**).

Figura 5.26 - Transdutor **T2** com camada de retaguarda de ar.

A camada de retaguarda do protótipo **T3** foi construída com um compósito de epóxi e pó de tungstênio. A vantagem desse material é o seu elevado coeficiente de atenuação acústica, requerendo um *backing layer* mais fino para amortecer as ondas emitidas do elemento piezelétrico para o *backing layer*. Quando o material do *backing layer* não dissipa totalmente as ondas, a sua espessura deve ser a metade do comprimento de onda, para que os pulsos refletidos em seu interior cheguem em fase com os pulsos sendo emitidos diretamente.

O transdutor emite pulsos acústicos de banda larga (pulsos estreitos) quando o *backing layer* tem a mesma impedância acústica da cerâmica (coeficiente de transmissão $T=1$ e reflexão $R=0$), e tem alto coeficiente de atenuação para que a onda emitida para o *backing layer* não retorne para a cerâmica quando refletida na interface traseira do *backing layer*. De acordo com esse critério a impedância acústica do *backing layer* deveria ser de 18Mrayl (a mesma da cerâmica Pz37). Entretanto, para evitar uma alta atenuação da energia acústica e aumentar a emissão, a impedância acústica do *backing layer* é a metade da impedância acústica da cerâmica Pz37.

O processo de preparo do compósito da camada de retaguarda é similar ao do preparo do compósito da camada de acoplamento acústico. Entretanto, o próprio encapsulamento do transdutor realiza a função de anteparo de preenchimento, não havendo a necessidade de se utilizar as placas de fenolite fixadas com cera.

O preenchimento da camada de retaguarda é realizado em duas etapas, para se evitarem as bolhas de ar na mistura. Primeiro, é preparada uma mistura com a metade da quantidade total calculada, para facilitar o assentamento da mistura. As partículas de pó de tungstênio têm diâmetro maior que as de alumina (12 μ m e 6 μ m, respectivamente), além de maior densidade, o que torna a mistura mais viscosa, de modo que a câmara de vácuo dificilmente consegue suspender e eliminar totalmente as bolhas de ar presentes na mistura.

Após o preenchimento inicial, antes da cura do compósito o transdutor é colocado em uma mesa rotativa para centrifugar a mistura (Figura 5.27), fazendo com que esta assente no encapsulamento do transdutor e entre os fios dos elementos piezelétricos.

Figura 5.27 - Processo de centrifugação para eliminação das bolhas de ar.

Após o endurecimento da primeira camada de compósito, a segunda é aplicada até a altura previamente calculada. Entretanto, em ensaios de pulso-eco realizados após o primeiro enchimento, foi verificado que a amplitude dos ecos em relação aos medidos dos transdutores **T1** e **T2** foi atenuada consideravelmente. Para se evitar mais atenuação dos sinais e a redução do nível de sinal/ruído, foi decidido manter apenas a primeira camada de enchimento de compósito, finalizando o transdutor **T3** (Figura 5.28).

Figura 5.28 - Transdutor **T3** com camada de retaguarda de compósito.

A camada de retaguarda do transdutor **T6** foi feita com resina epóxi, que tem impedância acústica muito menor do que a de um elemento de piezocompósito 1-3, reflete cerca de 45% da intensidade da onda acústica na interface piezocompósito/resina (Tabela 5.2). O preparo da resina epóxi escolhida é muito

simples, porque possui apenas duas fases que são misturadas em partes iguais em volume, sendo uma fase a resina AW106 e a outra o seu endurecedor HV953U. Essa resina tem viscosidade maior do que a resina GY279 que foi utilizada para construir as matrizes piezelétricas e o *matching layer*, não sendo adequada para a fabricação de compósitos que requeiram a homogeneidade da mistura e a eliminação das bolhas de ar.

Antes de construir a camada de retaguarda do transdutor, uma amostra de resina foi caracterizada. A amostra tem o formato de disco, com 44mm de diâmetro e 10mm de espessura. A partir da massa medida em uma balança de precisão, $m_a=16,510\text{g}$, foi calculada a densidade da amostra, $\rho_a=1086\text{kg/m}^3$. A velocidade de propagação da onda na amostra e o coeficiente de atenuação da onda na amostra foram calculados com os pulsos medidos sem a amostra ($s_{sa}(t)$) e com a amostra ($s_{ca}(t)$) (Figura 5.29.a), entre dois transdutores de 500kHz imersos em água, um emitindo e o outro recebendo o pulso. A velocidade da onda foi determinada com o *delay* dos pulsos, que foi obtido com a correlação cruzada dos sinais medidos sem e com a amostra (Figura 5.29.b), resultando em $\Delta t=2,32\mu\text{s}$.

Figura 5.29 - Pulsos recebidos por um transdutor de 500kHz sem e com a amostra (a) e a correlação cruzada dos mesmos (b).

A velocidade de propagação da onda longitudinal na amostra de resina foi calculada por (Wu, 1996):

$$c_{resina} = c_{\text{água}} / (1 - \Delta t \cdot c_{\text{água}} / e_a) \quad (5.17)$$

$$c_{resina} = 1500 / (1 - 2,32 \cdot 10^{-6} \cdot 1500 / 0,01) = 2300\text{m/s}$$

Calculada a densidade da amostra e a velocidade da onda, a impedância acústica da amostra resultou em $Z_a=2,5 \text{ Mrayl}$. O coeficiente de atenuação da amostra de

resina foi determinado a 500kHz no gráfico de atenuação (Figura 5.30.b), calculado com a equação 5.4, resultando em $\alpha=42\text{Np/m}$, que é equivalente a $\alpha=365\text{dB/m}$. O fator de qualidade mecânica, dado por $Q=k/(2\alpha)$, onde α é o coeficiente de atenuação em Np/m e k é o número de onda, resultou em $Q=16$.

Figura 5.30 - FFT dos pulsos medidos com e sem a amostra (a). Curva de atenuação (b).

A quantidade em volume de resina preparada para preencher o *backing layer*, foi calculada tendo como referência o volume do *backing layer*, que é dado pelo produto da área da matriz (4cm^2) com a altura externa do transdutor menos a espessura da matriz e do *matching layer* (2cm), resultando em 8cm^3 . Para compensar as perdas do material no processo de mistura das fases, foram utilizados 9ml de cada fase, formando 18ml de resina menos as perdas. Essa quantidade foi mais do que o suficiente, garantindo a construção do *backing layer* em um único processo. Não houve preocupação para extrair as bolhas de ar (Figura 5.31), pois elas são menores do que o comprimento de onda no *backing* de resina, que a 500kHz é de 4,7mm (quase a largura de um elemento).

Figura 5.31 - Transdutor T6 com camada de retaguarda de resina epóxi.

Figura 5.32 - Transdutor completo concluído, com cabo coaxial e PCB de indutores série.

5.3 Caracterização do transdutor ultrassônico matricial bidimensional

5.3.1 Medição da impedância elétrica

A impedância elétrica de cada elemento dos transdutores foi medida com um analisador de impedância Agilent 4294A. Foram determinadas a magnitude e a fase em um espectro de frequência de 200kHz a 800kHz discretizado com 800 pontos, resultando em incrementos de 750Hz. As medições foram realizadas com o transdutor sem carregamento acústico, em ar (Figura 5.33), e com carregamento acústico, imerso em água (Figura 5.34), a uma profundidade de 50mm.

Figura 5.33 - Medição do módulo (amarelo) e fase (azul) da impedância elétrica em ar.

Figura 5.34 - Medição do módulo (amarelo) e fase (azul) da impedância elétrica em água.

A interconexão entre os elementos do transdutor e o impedômetro, quando medido em ar, foi feita com um par de fios de 150mm de comprimento. Para as medições com o transdutor submerso na água, as interconexões foram feitas com o cabo multicoaxial construído para o transdutor.

A frequência de ressonância dos elementos é mais evidenciada quando medida com o transdutor em ar. No entanto, com o transdutor imerso em água e com o cabo coaxial de interconexão, a curva da impedância é suavizada, dificultando a identificação dos modos de vibração dos elementos. Assim sendo, a frequência de ressonância medida com o transdutor em ar foi usada como referência para auxiliar na identificação da frequência de ressonância dos elementos com o transdutor imerso em água. Este procedimento foi satisfatório porque em ambos os métodos as frequências de ressonância ficaram próximas.

5.3.2 Medição da forma de onda e do campo acústico

A forma de onda e o campo acústico foram medidos no tanque de varredura ($C=1,4\text{m} \times L=0,6\text{m} \times A=0,8\text{m}$) (Figura 5.35), utilizando um pulsador/receptor Olympus Panametrics NDT 5077PR (Figura 5.36), para excitar os elementos do transdutor, e um osciloscópio Agilent modelo Infiniium MSO8104A para armazenar os sinais. Para uma dada frequência selecionada, este pulsador gera uma onda quadrada negativa com a duração da metade de um período do sinal.

Figura 5.35 - Arranjo experimental para medir os ecos de um refletor de latão ($D=50\text{mm}$).

Figura 5.36 - Pulsador e Receptor de sinais ultrassônicos.

Na medição da forma de onda os elementos foram excitados, um a um, e a onda ultrassônica gerada foi refletida por um bloco de latão posicionado a 50mm paralelamente à face do transdutor. Os sinais de eco foram medidos no osciloscópio com frequência de amostragem de 50MHz (100 vezes a frequência central nominal da cerâmica). Os sinais armazenados em arquivos .txt foram processados no *MATLAB*, fornecendo a largura de banda dos transdutores com a função da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transformer* - FFT), a frequência central f_c e as formas de onda. O pulsador/receptor de sinais foi configurado tal como exposto na Tabela 5.5, porém, o ganho (*Gain*) foi ajustado em 0 dB.

O campo acústico foi medido com o transdutor e o hidrofone imersos em água no tanque de varredura automatizado (Figura 5.37). Nas medições foi usado um do

tipo agulha construído no Laboratório de Ultrassom da USP. Como o hidrofone não era calibrado, todos os resultados obtidos foram normalizados em relação à amplitude máxima medida.

Figura 5.37 - Campo acústico medido com sistema de varredura automatizado.

Durante a medição do campo acústico, o transdutor fica imóvel enquanto o hidrofone se move, varrendo o plano (x,z) em direções perpendiculares, com incrementos de $\Delta x = \Delta z = 1\text{mm}$, formando uma malha. A cada nó da malha corresponde uma forma de onda de ultrassom medida pelo hidrofone. O controlador dos motores de passo gera incrementos no eixo z , ao mesmo tempo em que emite um sinal de disparo **TG** (*trigger*). O sinal gerado faz com que o pulsador/receptor excite o transdutor, pelo seu conector **T/R**, e receba os sinais acústicos, detectados pelo hidrofone, no conector **R**. O sinal recebe um ganho em dB, no pulsador/receptor, e só depois é enviado ao **PC**, pelo conector **OUT**. A placa conversora de sinal analógico para digital - **AC/DC** - do PC, converte o sinal de ultrassom recebido em valores discretos, com resolução de 8 bits (256 valores possíveis). O programa de aquisição gera um arquivo .txt contendo os sinais que, posteriormente, são processados em *MATLAB* e o campo acústico é plotado. Além de amostrar e armazenar os sinais, o osciloscópio foi utilizado para visualizar os pulsos e auxiliar no ajuste da janela de amostragem no PC. Os parâmetros utilizados na medição do campo acústico são expostos na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 - Parâmetros de medição do campo acústico.

Varredura				
Eixo	Mínimo	Máximo	Passo	Unidade
x	-50	50	1	mm
z	0	150	1	mm
Placa de aquisição do computador				
Resolução A/D			8	bits
Frequência			100	MHz
Pontos por Amostra			17000	.txt
Pulsador/Receptor - NDT 5077PR				
PRF			100	Hz
Pulser Voltage			100	V
Transducer Frequency			0,5	MHz
Gain			10	dB
HPF			Out	MHz
LPF			Full BW	MHz

5.4 Compatibilização da impedância elétrica

A compatibilização da impedância elétrica do transdutor com o pulsador/receptor de sinais foi obtida acrescentando um indutor em série em cada um dos canais dos elementos, entre o conector do cabo do transdutor e o do pulsador/receptor.

Os indutores fornecidos no mercado de componentes eletrônicos têm valores padronizados, tendo sido necessário associar em série alguns indutores para obter o valor próximo ao calculado, no caso dos transdutores **T1**, **T2** e **T3** (Figura 5.38.a). Os transdutores **T4**, **T5** e **T6** foram compatibilizados com indutores de 330uH, não precisando da associação de indutores. Uma placa de circuito impresso (PCI) foi fabricada para alocar os indutores série, um para cada elemento (Figura 5.38.b).

Figura 5.38 - Indutor em série diminui a impedância reativa capacitiva.

5.5 Ensaios de detecção e geração de imagens de objetos submersos

As imagens dos objetos foram reconstruídas com os sinais de eco usando a técnica *SAFT* e *TFM* descritas nas seções 4.2.1 e 4.2.2, respectivamente. O procedimento de medir os ecos dos objetos foi idêntico ao ilustrado na Figura 5.35, no qual os sinais elétricos dos ecos foram medidos e salvos com o osciloscópio, mas obviamente o refletor de latão foi substituído pelos objetos imageados. A diferença entre a aquisição de ecos para processar imagens *TFM*, em relação à *SAFT*, é que na *TFM* os ecos são registrados com todas as combinações possíveis da matriz, com um elemento emitindo e todos os outros, um a um, registrando o eco do pulso emitido. Independente do cenário imageado, o sistema de aquisição de sinais utilizado é o mesmo (Figura 5.39).

Figura 5.39 - Sistema de amostragem de dados para a reconstrução de imagem.

Capítulo 6

RESULTADOS

6.1 Caracterização elétrica, eletroacústica e acústica

6.1.1 Impedância elétrica medida e compatibilizada dos transdutores T1-T3

A Figura 6.1 mostra a magnitude $|Z|$ (Ω) e a fase θ ($^\circ$) da impedância elétrica complexa em função da frequência (kHz), medida em ar, da placa de cerâmica Pz37 antes de ser cortada. O modo espessura de vibração é identificado na frequência nominal de 500kHz, onde a magnitude da impedância é mínima, cerca de 25Ω , e a fase é 0° . A placa tem formato retangular (50x25mm), sendo sua espessura (2,8mm) muito menor que as dimensões laterais de sua seção transversal ($Lado \geq 10 \times \text{espessura}$), fazendo com que a cerâmica vibre preferencialmente na direção do eixo z, ou simplesmente, no modo espessura.

Figura 6.1 - Impedância elétrica, medida em ar, da placa de cerâmica Pz37 utilizada na fabricação dos transdutores.

Comparando o gráfico da Figura 6.1 com os apresentados na Figura 6.2, é possível se verificar mudanças importantes na resposta em frequência da cerâmica após o corte dos elementos. A alteração geométrica da placa para um cubo (considerando um dos elementos) resultou no aumento da magnitude da impedância elétrica e evidenciou a presença de outros modos de vibração, que são indesejados, junto com o modo espessura desejado.

Figura 6.2 - Magnitude e fase da impedância elétrica em função da frequência, do elemento 10 medida em ar: **T1** (sem retaguarda) = **T2** (retaguarda de ar) (a); **T3** (retaguarda de compósito) (b), e imerso em água: **T1** (c); **T2** (d); **T3** (e); **T3** com indutor de 330 μ H (f).

Além do aumento do módulo da impedância elétrica, O deslocamento da fase para a região negativa (ver Figura 6.2.a-e) indica que a impedância reativa capacitiva X_c aumentou. A reatância capacitiva, dada pela expressão $X_c = 1/(\omega.C_o)$, é inversamente proporcional à capacitância da cerâmica C_o . Por sua vez, a capacitância da cerâmica dada pela expressão $C_o = (\epsilon^S.A)/b$, onde ϵ^S é a constante dielétrica e b é a espessura, é diretamente proporcional à área A . Em suma, a magnitude da impedância elétrica aumentou porque a área da cerâmica foi reduzida, aumentando a reatância capacitiva.

Apenas as impedâncias do **T3** foram medidas com indutor série (Figura 6.2.f). No entanto, os indutores série foram utilizados em todos as medições da forma de onda em ensaio de pulso-eco. A compatibilização elétrica pode ser observada se comparando as curvas da impedância elétrica complexa do elemento 10 do transdutor **T3** sem indutor (Figura 6.2.e) e com indutor (Figura 6.2.f). Os indutores foram calculados (L_{teo}) de acordo com as impedâncias complexas medidas na frequência de ressonância (Tabela 6.1). Os indutores utilizados (L_{exp}) são padronizados, portanto, seus valores podem ser próximos do teórico, mas não iguais.

Considerando que os desvios padrões das magnitudes e fases das impedâncias medidas com o transdutor imerso em água são aceitáveis, para cada transdutor foi calculado um único valor de indutor.

Tabela 6.1 - Impedâncias elétricas medidas dos transdutores piezocerâmicos.

Transdutor	Medido em ar, sem cabo			Medido imerso, com cabo			Indutores série	
	$ Z $ (Ω)	θ ($^\circ$)	@ f_r (kHz)	$ Z $ (Ω)	θ ($^\circ$)	@ f_r (kHz)	L_{teo} (μ H)	L_{exp} (μ H)
T1	3885 $\pm$ 260	-44 $\pm$ 6	514 $\pm$ 5	668 $\pm$ 35	-71 $\pm$ 2	503 $\pm$ 14	201	200
T2				810 $\pm$ 21	-79 $\pm$ 1	501 $\pm$ 12	253	220
T3	4080 $\pm$ 265	-67 $\pm$ 3	519 $\pm$ 12	1105 $\pm$ 30	-78 $\pm$ 1	503 $\pm$ 9	342	330
T3, L=330μH	-	-	-	236 $\pm$ 12	-5 $\pm$ 3	522 $\pm$ 10	-	-

Com o indutor de 330 μ H em série, a fase da impedância elétrica do elemento 10 do transdutor **T3** cruza o eixo em 0°, quando a frequência é de aproximadamente 515kHz (Figura 6.2.f), tal que a magnitude da impedância elétrica é menor nessa frequência (frequência de ressonância). Isso significa que a reatância capacitiva na frequência de ressonância se anulou com a reatância indutiva do indutor, resultando

na diminuição da magnitude da impedância e casando (aproximando) a impedância do transdutor com a do pulsador/receptor de sinal.

Ainda que a magnitude da impedância elétrica média dos elementos tenha diminuído, seu valor é consideravelmente alto em relação à impedância nominal do pulsador/receptor de sinais que é de 50Ω . Tal como proposto por (Ehrhardt et al., 2016), a magnitude da impedância elétrica pode ser reduzida na emissão disparando-se um grupo de elementos simultaneamente, resultando na associação em paralelo das capacitâncias e somando-as, resultando na diminuição da reatância capacitiva que é inversamente proporcional à capacitância.

Os indutores aumentaram significativamente a amplitude dos ecos (Figura 6.3), melhorando a sensibilidade dos transdutores. Como exemplo, os ecos do elemento 6 dos transdutores **T1** (retaguada de água), **T2** (retaguada de ar) e **T3** (retaguada de compósito de tungstênio) tiveram o módulo de suas amplitudes aumentado em 1,75, 2,7, e 2,8 vezes, respectivamente.

Figura 6.3 - O Eco do elemento 6 medido com o transdutor **T1** - retaguada de água (a), **T2** - retaguada de ar (b), e **T3** - retaguada de compósito (c), mostra que a compatibilização elétrica com o uso do indutor aumenta a amplitude do sinal, melhorando a sensibilidade.

6.1.2 Impedância elétrica medida e compatibilizada dos transdutores T4-T6

Inicialmente foram medidas as impedâncias elétricas em ar de todos os transdutores, sem o cabo multicoaxial. Nesse caso, os transdutores **T4** e **T5** têm as mesmas impedâncias, porque ambos não têm *backing layer*. A magnitude e a fase da impedância elétrica do transdutor **T6**, que tem *backing layer* de resina epóxi, foram maiores do que a dos transdutores **T4** e **T5**, que não possuem *backing layer*.

Em seguida, as impedâncias elétricas foram medidas com os transdutores imersos em água e com o cabo multicoaxial, reproduzindo condições mais próximas

do cenário real de uso dos transdutores (Figura 6.4). A água utilizada no tanque de testes não foi destilada e as medições do transdutor **T4**, com a retaguarda acoplada diretamente na água, apresentaram muita distorção e ruído e foram descartadas na caracterização desse transdutor, inclusive com o indutor série.

Quando a água não é pura ela tem íons que podem “curto-circuitar” os eletrodos de sinais dos elementos. Além disso, quando aplicada uma voltagem entre os eletrodos, as moléculas da água podem ser “quebradas” gerando os gases oxigênio e nitrogênio (outros gases também, quando a água não é pura). Uma possível solução para essa questão seria isolar os eletrodos de sinais com um verniz ou uma fina camada de resina. No entanto, esses materiais não foram adicionados para não interferirem nos resultados comparativos dos *backing layers*, e não comprometerem a fabricação do transdutor **T6** preenchendo a retaguarda com resina. Levando em conta que os pulsos de excitação para gerar os ecos são transientes, as reações de eletrólise foram negligenciadas nos ensaios de pulso-eco e de imagem.

Por fim, foram caracterizadas as impedâncias elétricas adicionando o indutor de compatibilização elétrica. O indutor comercial utilizado nas medições (L_{exp}) tem valor próximo dos indutores calculados (L_{teo}). Desse modo, ainda que as fases tenham cruzado o zero (Figura 6.5), essas não se anularam na frequência de ressonância, mas em torno dela (Tabela 6.2). De acordo com os indutores série calculados (L_{teo}) para os transdutores **T5** e **T6** com indutor de $330\mu H$, apresentados na Tabela 6.2, as fases poderiam ser zeradas adicionando mais um indutor série de $5\mu H$ e de $8\mu H$, respectivamente. Mesmo com valor inferior aos teóricos, o indutor experimental logrou a compatibilização das impedâncias elétricas, pois reduziu em quase 10 vezes as magnitudes das impedâncias elétricas e cancelou a reatância capacitiva próxima à frequência de ressonância.

Tabela 6.2 - Impedâncias elétricas medidas dos transdutores de piezocompósito 1-3.

Transdutor	Medido em ar, sem cabo			Medido imerso, com cabo			Indutores série	
	$ Z $ (Ω)	θ ($^\circ$)	@ f_r (kHz)	$ Z $ (Ω)	θ ($^\circ$)	@ f_r (kHz)	L_{teo} (μH)	L_{exp} (μH)
T4	$4058^{\pm 986}$	$-31^{\pm 6}$	$545^{\pm 2}$	-	-	-	-	-
T5				$1261^{\pm 16}$	$-80^{\pm 1}$	$536^{\pm 5}$	369	330
T6	$5128^{\pm 785}$	$-44^{\pm 5}$	$548^{\pm 4}$	$1230^{\pm 17}$	$-82^{\pm 1}$	$540^{\pm 5}$	359	330
T5, $L=330\mu H$	-	-	-	$135^{\pm 11}$	$-8^{\pm 2}$	$588^{\pm 2}$	5	-
T6, $L=330\mu H$	-	-	-	$142^{\pm 11}$	$-12^{\pm 2}$	$581^{\pm 2}$	8	-

Figura 6.4 - Comparação da impedância e fase elétrica medida do elemento 10 (-) com a simulada (- -), dos transdutores **T5** (a) e **T6** (b), imersos em água e com cabo multicoaxial.

Figura 6.5 - Comparação da impedância e da fase elétrica medida do elemento 10 (-) com a simulada (- -), dos transdutores **T5** (a) e **T6** (b), ambos imersos em água, com cabo multicoaxial de 1,5m e indutor série de 330 μ H.

Com o indutor série, a amplitude pico-a-pico dos ecos medidos com os transdutores **T4** (retaguarda de água), **T5** (retaguarda de ar) e **T6** (retaguarda de resina epóxi) aumentaram 2,9, 4,6, e 4,7 vezes, respectivamente (Figura 6.6).

Figura 6.6 - O Eco do elemento 6 medido do transdutor **T4** - retaguarda de água (a), **T5** - retaguarda de ar (b), e **T6** - retaguarda de compósito (c), mostra que a compatibilização elétrica com o uso do indutor aumentou a amplitude do sinal, melhorando a sensibilidade.

6.1.3 Forma de onda e largura de banda medida dos transdutores T1-T3

As formas de onda dos transdutores com indutores de casamento elétrico foram medidas como descrito na seção 5.3.2. Os sinais dos ecos foram medidos como tensão elétrica em função do tempo e a largura de banda e a frequência central foram calculadas no domínio da frequência com a FFT dos sinais medidos (Figura 6.7).

Figura 6.7 - Eco do elemento 6 medido no domínio do tempo e a sua FFT: transdutor **T1** - retaguarda de água (a), **T2** - retaguarda de ar (b), e **T3** - retaguarda de compósito (c).

Os resultados da caracterização dos transdutores **T1-T3** são sintetizados na Figura 6.8 e na Tabela 6.3. Como era esperado, de acordo com os coeficientes de transmissão acústica T_i das ondas emitidas da cerâmica Pz37 para o *backing layer*, (ver Tabela 5.2) a maior resposta dos ecos foi obtida com o **T2** (retaguarda de ar, $T_i=0$), seguida pelo **T1** (retaguarda de água, $T_i=0,28$) e pelo **T3** (retaguarda de

compósito de tungstênio, $T_i=0,52$). Quanto menor o coeficiente de transmissão acústica para trás, menor é a energia transmitida para o *backing layer* e maior é a energia emitida pelo transdutor, melhorando a sensibilidade na detecção dos ecos.

Figura 6.8 - Sensibilidades medidas relativas à média de todas as respectivas medidas: voltagem pico-a-pico dos ecos (a), largura de banda (b) e frequência central (c).

Tabela 6.3 - Características dos transdutores **T1** (retaguarda de água), **T2** (retaguarda de ar) e **T3** (retaguarda de compósito).

Transdutor	Eco V _{pp}		B.w.@-6dB	f _{central}	δ _R @-10dB	δ _θ @ f _{central}
	(Volt)	(dB)	(%)	(kHz)	(mm)	(°)
T1, L=220μH	0,66 ^{±0,32}	-0,6	50 ^{±14}	469 ^{±35}	3 ^{±2}	8,9
T2, L=200μH	0,71 ^{±0,45}	0	37 ^{±18}	509 ^{±39}	11 ^{±6}	8,2
T3, L=330μH	0,55 ^{±0,31}	-2,2	52 ^{±14}	463 ^{±20}	2 ^{±1}	9

Por outro lado, quanto menor a amplitude do eco, maior é a largura de banda. Tal como na análise das amplitudes dos ecos, é possível associar a influência dos resultados aos coeficientes de transmissão acústica T_i para o *backing layer*. Se o coeficiente de transmissão aumenta, mais energia é transmitida para o *backing*

layer, aumentando o amortecimento do pulso emitido. Desse modo, tem-se um pulso estreito, ou seja, de banda larga. Mantendo essa hipótese, verifica-se que a resolução axial calculada com a equação 4.1 é melhor (quanto menor o valor, maior a resolução axial) no transdutor **T3**, seguido pelo transdutor **T1** e pelo transdutor **T2**, mantendo a mesma ordem da maior para a menor largura de banda.

Embora não tenha sido medida a resolução angular, essa foi calculada com a equação 2.4.1, tomando como variável a frequência central medida dos transdutores. Em suma, para uma mesma geometria, quanto maior a frequência central do transdutor melhor é a resolução angular (Tabela 6.3).

De acordo com a Figura 6.8.a e a Figura 6.9, a sensibilidade dos transdutores variou de acordo com a posição dos elementos na matriz. Os elementos centrais 6, 7, 10 e 11 tiveram respostas melhores do que os elementos periféricos. Uma hipótese para justificar esse efeito de apodização mais acentuada nos elementos periféricos é que esses possuem ao menos um dos seus lados acoplados à carcaça de borracha EVA, que é um material macio. No entanto, os elementos centrais estão circundados por outros elementos de cerâmica, que é um material duro. Com base nessas observações, conclui-se que as vibrações laterais dos elementos prejudicam a sensibilidade, porque aparecem outros modos de vibrar que se sobrepõem ao modo de espessura.

Figura 6.9 - Sensibilidade (dB) dos ecos medidos e normalizados dos transdutores **T1** (a), **T2** (b), e **T3** (c).

O pulso emitido pelo elemento 11 (um dos elementos centrais com maior sensibilidade) dos transdutores **T1**, **T2** e **T3** foi medido com um hidrofone posicionado próximo à face do elemento (cerca de 10mm). Os transdutores, imersos

em água, foram excitados com um pulso quadrado negativo com duração de meio período de uma senóide de 500 kHz. Os pulsos medidos (Figura 6.10) foram utilizados como v_n nas simulações de campo acústico para comparar os campos teóricos com os experimentais (seção 6.1.7). Os pulsos v_n medidos e as apodizações medidas (Figura 6.9) viabilizaram simular o campo acústico na face dos transdutores (Figura 6.11).

Figura 6.10 - Resposta impulsiva do elemento 11 a uma excitação de pulso quadrado negativo de 100V com 1 μ s de duração, medida com hidrofone, para o transdutor **T1** - retaguarda de água (a), **T2** - retaguarda de ar (b) e **T3** - retaguarda de compósito (c).

Figura 6.11 - O campo acústico simulado na face do transdutor ($z=0$ mm), com os elementos vibrando com a resposta impulsiva do elemento 11 e as sensibilidades medidas do transdutor **T1**, permite observar o efeito da apodização dos elementos.

Conclui-se que o transdutor com retaguarda de ar (**T2**) é o mais indicado para detectar refletores mais distantes (mais sensível), e o transdutor com retaguarda de

compósito (**T3**) é mais indicado para imagear objetos não tão distantes em relação ao transdutor, mas que podem estar longitudinalmente mais próximos entre si (maior resolução axial). O transdutor com *backing layer* de ar (**T2**) tem, teoricamente, melhor resolução angular devido à sua frequência central que é mais elevada, mas de acordo com a equação 2.43, o campo da imagem apresenta uma menor abertura angular. Quando o transdutor é subamostrado ($d > \lambda/2$), como é o caso dos protótipos construídos neste trabalho, quanto maior a frequência do transdutor, mais próximo os lóbulos de espaçamento ficam do feixe principal. Assim, torna-se necessário restringir o ângulo de deflexão do feixe e da abertura da imagem para evitá-los. O transdutor com *backing layer* de água (**T1**) é um compromisso intermediário em todos os parâmetros, embora seja evidente que os eletrodos dos elementos expostos à água devam ser isolados para evitar a sua deterioração por corrosão e viabilizar o seu uso em um cenário real.

6.1.4 Forma de onda e largura de banda medida dos transdutores T4-T6

As formas de onda dos transdutores **T4-T6**, com indutor série, foram medidas e comparadas com os ecos simulados (Figura 6.12) no software implementado em MATLAB (ver Apêndice B).

Para compensar as diferenças de amplitudes entre o pulso medido e o pulso simulado, o pulso simulado foi normalizado, ou seja, multiplicado por um ganho dado pela razão das amplitudes dos pulsos medidos e simulados. As diferenças entre as amplitudes teóricas e experimentais podem ser motivadas pela falta de calibração dos equipamentos, como o gerador e receptor de sinais e o osciloscópio. A impedância nominal de saída e de entrada do pulsador Panametrics NDT modelo 5077PR é 50Ω e 500Ω , respectivamente.

Outro fator muito importante é a garantia das propriedades dos materiais como as camadas passivas e os elementos de piezocompósito 1-3. Foi observado nas simulações que mesmo as pequenas variações nas propriedades dos materiais resultaram em alterações importantes na impedância elétrica e na forma de onda.

As sensibilidades relativas à média de todos os ecos dos transdutores indicam, a exemplo do comparativo entres os transdutores piezocerâmicos **T1-T3**, que o

transdutor com retaguarda de ar (**T5**) proporciona maior resposta dos ecos (Figura 6.13.a).

Embora os coeficientes de intensidade de transmissão acústica (T_i) entre o piezocompósito 1-3 e as camadas de retaguarda de água (**T4**, $T_i=0,32$) e de resina epóxi AW106 (**T6**, $T_i=0,49$) sugerirem que a sensibilidade do transdutor **T4** seja maior do que a do transdutor **T6** (de modo geral, quanto maior o coeficiente T_i , maior a energia transmitida para a camada de retaguarda e menor a energia emitida e a sensibilidade), a sensibilidade do transdutor **T6** foi maior do que a do transdutor **T4**.

Figura 6.12 - Eco do elemento 10 medido (linha contínua) e simulado (linha tracejada) no domínio do tempo e a sua *FFT*: transdutor **T4**-retaguarda de água (a), **T5** - retaguarda de ar (b), e **T6** - retaguarda de resina epóxi (c).

Figura 6.13 - Sensibilidades medidas relativas à média de todas as respectivas medidas: voltagem pico-a-pico dos ecos (a), largura de banda (b) e frequência central (c).

Tabela 6.4 - Características medidas (med.) e simuladas (sim.) dos transdutores **T4** (retaguada de água), **T5** (retaguada de ar) e **T6** (retaguada de resina epóxi).

Transdutor	Eco V _{pp}		B.w. @ -6dB		f _{central}		δ _R @ -10dB		δ _θ @ f _{central}	
	(Volt)	(dB)	(%)	(%)	(kHz)	(kHz)	(mm)	(mm)	(°)	(°)
	med.		med.	sim.	med.	sim.	med.	sim.	med.	sim.
T4 , L=330μH	1,44 ^{±0,2}	-3,5	55 ^{±1}	56	464 ^{±3}	474	2,9 ^{±0,7}	3,4	9	8,8
T5 , L=330μH	2,16 ^{±0,4}	0	54 ^{±1}	42	479 ^{±5}	489	4 ^{±1}	4,7	8,7	8,5
T6 , L=330μH	1,6 ^{±0,3}	-2,6	50 ^{±2}	56	480 ^{±6}	470	3,4 ^{±0,5}	3,5	8,7	8,7

Figura 6.14 - Sensibilidade (dB) dos ecos medidos e normalizados dos transdutores **T4** (a), **T5** (b), e **T6** (c).

De acordo com os gráficos da Figura 6.13, conclui-se que o transdutor **T5** (retaguarda de ar) é o melhor transdutor entre **T4-T6**, porque obteve a maior resposta dos ecos, para os respectivos elementos, e de um modo geral teve resultados acima da média.

6.1.5 Comparações das respostas eletroacústicas dos transdutores T1-T6

Nesta seção é comparada a sensibilidade da resposta dos ecos, a largura de banda e a frequência central de todos os protótipos construídos. Além disso, os protótipos são caracterizados imersos em água, com cabo multicoaxial e indutor série. Os valores utilizados nos comparativos foram os apresentados na Tabela 6.3 (transdutores de cerâmica Pz37) e na Tabela 6.4 (transdutores de piezocompósito 1-3).

Na Figura 6.15 é observado que para um mesmo tipo de *backing layer*, os transdutores com matriz de elementos de piezocompósito 1-3 apresentaram maiores amplitudes dos ecos (2,2x com *backing* de água e 2,8x com *backing* de ar) e maiores larguras de banda (11% no transdutor com *backing* de água e 43% no transdutor com *backing* de ar), em relação aos transdutores com matriz de cerâmica pura Pz37. A frequência central não foi alterada significativamente, reduzindo apenas 5% no transdutor de piezocompósito 1-3 com retaguarda de água (Figura 6.15.b).

Figura 6.15 - Comparações das medições entre os transdutores de piezocerâmica (Pz37) e de piezocompósito 1-3 (C1-3), com retaguarda de água (a) e retaguarda de ar (b).

Os resultados apresentados em decibéis na Figura 6.16, foram obtidos dividindo os valores de cada propriedade, de cada transdutor, pela média aritmética das

respectivas propriedades de todos os transdutores, e tomando o seu logaritmo. Por exemplo, o gráfico da Figura 6.16.a foi obtido dividindo as tensões elétricas pico-a-pico médias de cada transdutor, apresentadas na Tabela 6.3 e Tabela 6.4, pela média aritmética da soma de todas as V_{pp} , e então calculadas as amplitudes em dB.

Figura 6.16 - Medidas relativas às médias da sensibilidade dos ecos (a), da largura de banda (b) e da frequência central (c), entre todos os protótipos construídos.

De acordo com os gráficos da Figura 6.16, os únicos transdutores que ficaram sempre acima da média foram o **T5** e o **T6**, feitos com piezocompósito 1-3, tal que o **T5** apresentou ganhos importantes nas amplitudes dos ecos (Figura 6.16.a) na largura de banda (Figura 6.16.b). Os transdutores de matriz de piezocerâmica Pz37 apresentaram os piores resultados nas respostas dos ecos, posicionados muito abaixo da média. A exceção do transdutor **T2**, a matriz de piezocerâmica pura proporcionou largura de banda próxima da média.

Por todo o exposto, conclui-se que o melhor transdutor para aplicações subaquáticas é o transdutor **T5**, construído com elementos de piezocompósito 1-3, com retaguarda de ar e indutor série.

6.1.6 Medição do acoplamento interelementos (*cross-talk*) do transdutor T5

A medição do acoplamento interelementos é uma tarefa fatídica e que despende muito tempo para ser realizada. Para tornar viável neste trabalho, o autor caracterizou o *cross-talk* apenas do transdutor **T5**, que demonstrou ser o melhor “candidato” a transdutor de aplicações subaquáticas.

Os acoplamentos interelementos medidos nos elementos 2-4, 6, 8-12 em relação ao elemento 7, o qual é um dos elementos centrais do transdutor, foram realizados com um sinal no domínio da frequência $s(f)$, Figura 6.17, e no domínio do tempo com um sinal pulsado de banda larga $s(t)$, Figura 6.18, com os procedimentos detalhados na seção 3.4. Um elemento central foi escolhido porque, ao contrário dos periféricos, este é totalmente cercado por elementos piezelétricos, enquanto os demais elementos possuem ao menos um dos lados em contato com a carcaça de borracha. Todas as medições foram realizadas com o transdutor em ar, sem os cabos coaxiais e sem os indutores de casamento elétrico.

O objetivo do experimento foi avaliar o quanto um elemento excitado interfere no primeiro elemento adjacente ao mesmo, pois este é o caso no qual se espera que ocorra a maior perturbação, já que quanto mais distantes os elementos medidos estiverem do elemento de referência, maior será a atenuação do sinal propagado. Em suma, foi avaliada a situação mais crítica de operação do transdutor quanto a esse quesito.

No domínio da frequência a maior amplitude medida foi de -35,6dB a 354 kHz (pior caso), no elemento 11, e a menor amplitude na mesma frequência foi de -65 dB no elemento 4 (Figura 6.17.a).

Na medição no domínio do tempo, o pulsador de sinais Panametrics (5077PR) gerou os pulsos quadrados de -100 Volts, com a metade do período da frequência central teórica do transdutor de 500 kHz, repetidos à 100 Hz, aplicados no elemento de referência (7). A maior amplitude medida do *cross-talk* foi de -2,3 dB a 354 kHz no elemento 11, e a menor amplitude foi de -14 dB no elemento 4 (Figura 6.18.a).

Figura 6.17 - Níveis do *cross-talk* relativos ao elemento 7 medidos no domínio da frequência (a). A maior interferência ocorreu a 354kHz (b).

Figura 6.18 - Níveis do *cross-talk* relativos ao elemento 7 medidos no domínio do tempo e convertidos a frequência pela FFT (a). A maior interferência ocorreu a 354kHz (b).

Entre as duas técnicas de medição do *cross-talk* (uma no domínio da frequência e a outra no domínio do tempo) são observadas discrepâncias, mas também semelhanças importantes. Enquanto na primeira técnica as amplitudes médias de atenuação, relativas ao elemento de referência, situam-se em um nível aceitável para um critério de -40 dB, na segunda técnica ocorre o contrário, ocorrendo picos de até -2 dB. Considerando que os níveis de *cross-talk* de transdutores matriciais 2D

feitos com piezocompósito 1-3, encontrados na literatura de sonares 3D é em torno dos -20 dB (Ehrhardt et al., 2016), os resultados obtidos com a técnica de medição no domínio da frequência são satisfatórios. Por outro lado, os resultados obtidos com ambas as técnicas são semelhantes quanto a curva de atenuação em função da frequência (Figura 6.17.a e Figura 6.18.a), onde observa-se que o maior acoplamento interelementos ocorre na frequência de 354 kHz. Outra semelhança importante foi o padrão da sensibilidade do *cross-talk* entre ambas as técnicas (Figura 6.17.b e Figura 6.18.b), sendo evidenciado pelas mesmas posições dos elementos de máxima e de mínima amplitude do *cross-talking*, dadas pelos elementos 11 e 4, respectivamente (excluindo o elemento 7).

Tomando-se por semelhantes os padrões das sensibilidades do acoplamento interelemento, pode-se fazer uma análise comum para o comportamento do *cross-talking*. Os elementos interconectados ao elemento de referência na direção horizontal e na vertical foram mais perturbados do que os elementos interconectados pelos vértices, nas diagonais. Isso pode ser um indicativo de que as vibrações do elemento de referência nos modos planares (laterais) induzem uma perturbação mais importante do que as geradas e propagadas na superfície do transdutor, por meio da camada do *matching layer* (o transdutor medido não tem camada de *backing layer*).

Outra observação é que os elementos adjacentes ao elemento de referência, 6, 10 e 11, que são adjacentes a outros elementos piezelétricos (5, 9, 13-16), tiveram maior amplitude de *cross-talk* do que os seus respectivos opostos 8, 4 e 3, os quais se “comunicam” com a carcaça de borracha. Como a carcaça é feita de um material macio em relação ao piezocompósito, esta impõe uma oposição muito menor às vibrações laterais dos elementos, evidenciando a importância dos modos de vibração laterais no fenômeno do *cross-talk*. Por fim, sabendo que a frequência central média do transdutor medida é de 480kHz, pode ser observado nas curvas de atenuação que o modo de vibração de espessura pouco contribuiu com o *cross-talk*.

6.1.7 Medição do campo acústico dos transdutores T1-T3

A medição do campo acústico gerado pelo transdutor viabiliza caracterizar a sua diretividade, a distância focal, a resolução lateral, a profundidade de focalização, e

os lóbulos laterais (em especial os de espaçamento, em transdutores matriciais). O software desenvolvido nesta dissertação foi validado, comparando o campo acústico medido (Figura 6.19.a) do transdutor piezocerâmico **T1** (retaguarda de água) com todos os seus elementos sendo simultaneamente excitados (focalização natural, sem leis de atrasos), com o campo acústico simulado (Figura 6.19.b) com o pulso v_n do elemento 11 (Figura 6.10.a) aplicado a todos os elementos, cada um com a sua respectiva apodização medida (Figura 6.9.a). As discretizações das malhas simuladas e medidas foram as mesmas, com passos de 1mm nas direções x e z .

Figura 6.19 - Campo acústico do transdutor **T1**, medido (a), e simulado (b), $y=0\text{mm}$, com todos os elementos emitindo juntos (foco natural).

Os perfis transversais da pressão acústica (Figura 6.20) foram medidos manualmente, com poucos pontos, devido a um problema no tanque de varredura automático, e comparados com os teóricos, que foram simulados de modo análogo ao descrito na simulação do campo acústico, com os pulsos do elemento 11 e as apodizações medidas. Na Figura 6.20 é possível verificar-se que as amplitudes medidas (normalizadas) tendem a coincidir com as curvas simuladas, validando o software de modelagem de transdutores desenvolvido. As amplitudes medidas foram assimétricas em relação à $x=0\text{mm}$, em todos os transdutores. Uma hipótese para

esse problema (o transdutor é simétrico e o foco é natural, logo, o campo deveria ser simétrico) seria a o desalinhamento do transdutor em relação ao plano de varredura (horizontal). Porém, como observado na caracterização eletroacústica, os elementos respondem de maneiras diferentes para uma mesma excitação (Figura 6.9), surgindo um efeito de apodização em forma de rampa crescente, mais acentuada na sequência dos elementos 1, 5, 9 e 13, e menos acentuada nos demais elementos periféricos. Diante dessa análise, fica evidente que as diferentes contribuições acústicas dos elementos produzem uma frente de onda que não é plana, podendo ser inclinada em um dado plano e, assim, produzindo um perfil acústico assimétrico. Pelo fato de as amplitudes serem menor no mesmo sentido do eixo x (lado positivo) nas simulações (com as apodizações medidas) e nas medições, essa última hipótese é a mais plausível.

Figura 6.20 - Perfil transversal do campo acústico medido e simulado do transdutor **T1** (a), transdutor **T2** (b), e transdutor **T3** (c), em $z=45\text{mm}$; $y=0\text{mm}$; foco natural.

Os transdutores matriciais bidimensionais podem defletir e focalizar feixes acústicos, simultaneamente, nos planos de azimuth e de elevação, tornando imprescindível o uso de softwares de modelagem que viabilizem simular o campo acústico em um espaço tridimensional, tal como o software desenvolvido nesta dissertação. No entanto, devido à indisponibilidade do equipamento de varredura multicanais, os campos acústicos com deflexão foram comparados com simulações feitas no software desenvolvido, com os v_n e as apodizações medidas, para se obter resultados mais próximos (em teoria) aos que seriam obtidos experimentalmente.

Partindo da premissa de que o software foi validado satisfatoriamente nas simulações de campo acústico até então apresentadas, com os transdutores

matriciais bidimensionais emitindo com focalização natural, a validação do software desenvolvido foi extrapolada e estendida para as simulações dos campos acústicos com feixes defletidos, com leis de atrasos, realizadas para comparar os transdutores **T1** (retaguarda de água), **T2** (retaguarda de ar) e **T3** (retaguarda de compósito), principalmente no que tange aos lóbulos de espaçamentos. Na Figura 6.21 e na Figura 6.22, foram simulados o campo defletido em um espaço tridimensional e num plano, respectivamente.

Figura 6.21 - Campo acústico simulado com a resposta impulsiva medida do elemento 11 do transdutor **T1** (a), transdutor **T2** (b), e transdutor **T3** (c), em $z=50$ mm; focalizado tridimensionalmente em $R=1$ m; $\theta=25^\circ$; $\varphi=45^\circ$.

Figura 6.22 - Perfil acústico simulado do transdutor **T1** (a), **T2** (b), e **T3** (c), a um raio de 45mm no plano xz ($y=0$ mm); focalizado bidimensionalmente em $R=1$ m; $\theta=25^\circ$; $\varphi=0^\circ$.

Conforme as caracterizações eletroacústicas dos transdutores apresentadas e discutidas na seção 6.1.3, o transdutor **T2** (retaguarda de ar) produz pulsos mais ressonantes, de banda estreita, que geram sobreposições de ondas. Com isso surgem lóbulos secundários que espalham a energia acústica e favorecem os lóbulos de espaçamento, principalmente quando o feixe é defletido, que podem

causar ambiguidades nas imagens. Esse efeito é evidenciado na Figura 6.22.b, onde o transdutor **T2** (retaguada de ar) é simulado defletindo o feixe em um ângulo de 25° no plano azimutal e, simultaneamente, surge um outro lóbulo em um ângulo que não é de interesse (lóbulo de espaçamento), em aproximadamente -35° . Esses lóbulos de espaçamento também surgiram nos transdutores **T1** (retaguada de água) e **T3** (retaguada de compósito de tungstênio), porém, com menor importância em relação ao transdutor **T2**, em especial no transdutor **T3**, o qual apresenta a maior largura de banda entre os transdutores construídos e a menor amplitude (relativa ao lóbulo principal) de lóbulo de espaçamento, para uma mesma focalização.

Na Figura 6.22.c, observa-se que o lóbulo de espaçamento no transdutor **T3** tem a menor amplitude, e está mais próximo à direção de interesse (ao ângulo de deflexão). Se por um lado essa proximidade favoreceria a presença de um refletor numa direção que não é a de interesse (uma ambiguidade), pelo outro a amplitude do lóbulo de espaçamento é muito menor do que a do lóbulo principal, diminuindo o contraste de um possível refletor localizado fora da direção do lóbulo principal.

Na Figura 6.22.a observa-se que, para um mesmo ângulo de deflexão, o transdutor **T1** (retaguada de água) tem um lóbulo de espaçamento mais próximo ao lóbulo principal em relação ao transdutor **T2** (retaguada de ar), reduzindo o espalhamento de energia acústica (é um aspecto positivo, porque favorece o eco da região de interesse), mas tem uma maior amplitude do lóbulo de espaçamento em relação ao transdutor **T3**, o qual tem retaguada de compósito (é uma característica negativa, pois favorece ambiguidades que deterioram a imagem).

6.2 Imagens de objetos imersos em água geradas com o transdutor T3 e T5

As imagens dos objetos foram reconstruídas com os ecos A-scan medidos e pós-processados com as técnicas *SAFT* ou *TFM*. Antes de serem somados coerentemente, os ecos foram filtrados digitalmente com um filtro passa-faixa Butterworth para favorecer a banda entre 100kHz e 800kHz (exceto nos casos específicos devidamente informados), e convertidos em sinais analíticos com a transformada de Hilbert. Esses tratamentos melhoraram a faixa dinâmica (*dynamic range*) da imagem, porque mitigou os ruídos, e permitiu suavizar a imagem com a envoltória dos sinais, respectivamente.

Tratados e armazenados os sinais, um espaço piramidal foi criado com uma malha em coordenadas esféricas onde a cada direção i , dada por um par de ângulos (θ_i, φ_i) , existe um A-scan S_i de comprimento R , tal que R é discretizado com $\delta_R = \lambda/8$ e os ângulos são incrementados em $\delta_\theta = \delta_\varphi = 0,5^\circ$. As imagens são delimitadas em um volume (ou um plano) dado por: $\Delta\theta = [\theta_i : \delta_\theta : \theta_f]$; $\Delta\varphi = [\varphi_i : \delta_\varphi : \varphi_f]$; $\Delta R = [R_i : \delta_R : R_f]$, onde R_i é o raio inicial e R_f é o raio final da imagem.

Criada a malha tridimensional, a técnica *SAFT* ou *TFM* foi aplicada focalizando em cada ponto do espaço. O cálculo da imagem em um volume flexibiliza a sua representação, pois a partir do mesmo é possível extrair imagens 2D como as B-scan setorial e a C-scan, ou imagens 3D que acrescentam a informação da profundidade nas imagens. A desvantagem é que o tempo de processamento da imagem volumétrica é muito maior. Assim sendo, se o objetivo é apenas obter uma imagem B-scan ou C-scan e a otimização do tempo for importante, o ideal é obter as respectivas imagens fixando um dos ângulos (por exemplo, $\varphi=0$) ou em um dado raio $R(i)$ relativo ao transdutor (Figura 6.23).

Figura 6.23 - Parâmetros para reconstruir imagens em um espaço piramidal (imagem OB1).

6.2.1 Parafuso de aço - OB1 (SAFT - T3)

Neste experimento um parafuso de aço foi posicionado verticalmente na frente do transdutor (Figura 6.24). Tratando-se de apenas um refletor com geometria simples, foi fácil localizar o objeto e identificar os artefatos nas imagens B-Scan (Figura 6.25.a,b), C-scan (Figura 6.25.c,d) e 3D (Figura 6.26). Também são abordados e discutidos os parâmetros denominados faixa dinâmica (*dynamic range*) e limiar de detecção (*threshold*) e como os mesmos influenciam na qualidade das imagens.

Figura 6.24 - Dimensões em milímetros: $d=15$; $h=140$; $D=135$; $R_i=100$; $R_f=170$.

Quanto maior a amplitude da faixa dinâmica, maior a probabilidade de se detectar refletores que ecoam com pouca energia (seja porque estão distantes, seja porque a impedância acústica é próxima à da água). Em suma, quanto maior a magnitude da faixa dinâmica, maior a quantidade de refletores e de detalhes na imagem. No entanto, a faixa dinâmica deve ser limitada para atenuar os ruídos e artefatos nas imagens (E1-E6), esses últimos causados pelos lóbulos de espalhamento.

A motivação de limitar a faixa dinâmica é evidenciada na Figura 6.25.a e na Figura 6.25.b. Enquanto na primeira, o objeto situa-se em uma região incerta chamada de OB1 e se “confunde” com os artefatos E1 e E2, na segunda o objeto é facilmente localizado em OB1_{img}.

Figura 6.25 - Os artefatos “E1” e “E2” na Imagem B-Scan (a) foram suprimidos reduzindo o *dynamic range* de -40dB para -6dB (b). A imagem C-scan foi “extraída” do espaço piramidal no plano onde se localiza a interface frontal do OB1_{real}, R=D=135mm(c), (d).

As imagens 3D apresentadas na Figura 6.26, mostram que o limiar de detecção do eco, deve ser ajustado para evitar que os ruídos (Figura 6.26.a e Figura 6.26.b) inviabilizem a imagem e para suprimir os artefatos gerados pelos lóbulos de espaçamento (Figura 6.26.c). Os artefatos foram totalmente eliminados ajustando o threshold em -3dB, possibilitando a visualização do objeto de interesse sem

ambiguidades. Os sinais A-scan discretizados foram delimitados em um intervalo de $\Delta R = [100:\lambda/8:170]\text{mm}$, tal que $\lambda = 3\text{mm}$.

Figura 6.26 - Imagens 3D: as barras coloridas indicam as distâncias em metros dos refletores até o centro do transdutor, que são imageados quando a amplitude do eco está acima do *threshold* de -40dB (a), -20dB (b), -6dB (c) ou -3dB (d). $\Delta\phi = \Delta\theta = [-30:0,5:30]^\circ$.

Na Figura 6.27 são apresentadas as principais vistas da imagem tridimensional do parafuso. Vale salientar que as imagens reproduzem apenas a superfície frontal

do parafuso, viabilizando determinar a sua distância relativa ao centro da face do transdutor.

Figura 6.27 - Imagens 3D: as barras coloridas indicam as distâncias em metros dos refletores até o centro do transdutor. Vistas: frontal (a); lateral (b); superior (c); perspectiva (d). $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15;0,5;15]^\circ$.

6.2.2 Barras de alumínio - OB2 (SAFT - T3)

A viabilidade de imagear simultaneamente dois refletores distanciados longitudinalmente e lateralmente entre si foi verificada imageando duas barras com seção retangular, feitas de alumínio (Figura 6.28).

Figura 6.28 - Dimensões em milímetros: $a, c=10$; $b=25$; $d=20$; $e=25$; $f=15$; $g=170$; $h=155$; $D=160$; $R_i=120$; $R_f=240$.

Embora previamente conhecidas a quantidade e a posição dos objetos (refletores), partindo da premissa da ausência dessas informações, as imagens foram investigadas dentro de uma região de interesse R.I. na qual estão presentes indicativos de refletores dados pelas regiões em laranja e vermelho (Figura 6.29.a).

Na imagem ampliada, os círculos tracejados circundam os candidatos à objetos (Figura 6.29.c). Ao limitar-se a faixa dinâmica da imagem em -3dB , os artefatos E1 e E2 são suprimidos, viabilizando identificar e determinar as posições dos objetos OB2_E e OB2_D (Figura 6.29.d) referenciados com linhas tracejadas.

Figura 6.29 - Devido à presença de artefatos importantes (a),(c), os refletores OB2_{E/D} só foram identificados limitando a faixa dinâmica em -3dB (b),(d). $\Delta\varphi=0^\circ$, $\Delta\theta=[-30:0,5:30]^\circ$.

Para sumprimir os artefatos gerados pelos lóbulos de espaçamento na imagem tridimensional (Figura 6.30), o limiar de detecção dos ecos foi ajustado em -3dB e os sinais dos ecos foram filtrados em uma banda de 100kHz a 380kHz (a banda de operação do transdutor **T3** @-6dB é de 345kHz a 575kHz).

Figura 6.30 - Imagens 3D: as barras de alumínio retangulares são imageadas como dois pseudos círculos (o mais próximo em vermelho e o mais distante em azul) em um volume delimitado por $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$. Os artefatos foram totalmente suprimidos com o *threshold* ajustado em -3dB e com filtro passa-faixa de 100kHz a 380kHz.

Na Figura 6.31 é comprovada a viabilidade de imagear e determinar as posições das duas barras distanciadas lateralmente e longitudinalmente entre si, utilizando o transdutor matricial bidimensional denominado **T3**.

Figura 6.31 - Imagens 3D: as barras de alumínio retangulares são imageadas como dois pseudos círculos (a),(d). As imagens 3D provêm as distâncias laterais e longitudinais entre os objetos, e as suas distâncias relativas ao transdutor. Vistas: frontal (a); lateral (b); superior (c); perspectiva (d). $\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ$.

6.2.3 Tubos de acrílico - OB3 (SAFT - T3)

Ao contrário dos materiais metálicos como o alumínio e o aço, que têm impedâncias acústicas (17,3Mrayl e 46Mrayl, respectivamente) muito maiores do que a da água (1,5Mrayl), os polímeros termo-plásticos como o polipropileno e o poliestireno têm impedâncias acústicas (2,4Mrayl e 2,5Mrayl, respectivamente) mais próximas a da água. Como consequência, os objetos de plásticos são mais difíceis

de serem detectados no meio subaquático devido ao coeficiente de intensidade de reflexão acústica ser de apenas 5%. Assim sendo, a viabilidade de detectar refletores plásticos imersos em água com o transdutor foi verificada imageando a face de dois tubos de acrílicos, retirados de canetas esferográficas, que foram fixados em um suporte de acrílico (Figura 6.32) e posicionados normalmente a face do transdutor.

Figura 6.32 - OB3: $e=11\text{mm}$; $d=8\text{mm}$; $D=136\text{mm}$; $H=133\text{mm}$.

Na Figura 6.33.a é possível localizar o suporte de acrílico, mas este é “apagado” da imagem quando a faixa dinâmica é restringida em -6dB para atenuar os artefatos na imagem (Figura 6.33.b). Para melhor visualizar as interfaces dos tubos, a região de interesse foi ampliada e comparada com faixas dinâmicas de -20 dB e -6dB (Figura 6.33.c,d).

Figura 6.33 - Na imagem com faixa dinâmica de -20dB é possível localizar o suporte de acrílico (a), mas os artefatos na região de interesse (c) só foram minimizadas limitando a faixa dinâmica em -6dB, possibilitando identificar OB3_E e OB3_D (b), (d).

A imagem C-scan foi realizada na distância em que se localizaram as faces dos tubos nas imagens B-scan, a cerca de 136mm da face do transdutor. Mesmo com a faixa dinâmica restringida em -6dB os artefatos não foram totalmente suprimidos (Figura 6.34.a). As posições das faces dos tubos, no plano paralelo a face do transdutor, foram determinadas limitando a imagem em uma região de interesse, eliminando deste modo os artefatos. As imagens das faces dos tubos, reproduzidas como círculos, foram sobrepostas por linhas tracejadas que ilustram em escala a seção transversal dos tubos. Verifica-se que houve boa concordância entre as posições das imagens de ultrassom e da posição real dos objetos.

Figura 6.34 - A imagem C-scan foi obtida no plano onde se localizam as interfaces frontais do OB3_E e OB3_D (a). A faixa dinâmica é de -6dB e filtro de 100kHz a 380kHz (b).

Figura 6.35 - Imagens 3D: vista frontal (a), lateral (b), superior (c) e perspectiva (d).

$$\Delta\varphi=\Delta\theta=[-15:0,5:15]^\circ.$$

6.2.4 Parafusos de aço defasados em 120° - OB4 (TFM - T5)

Neste experimento foi verificada a viabilidade de detectar e imagear três refletores posicionados em diferentes posições no espaço tridimensional. As imagens foram reconstruídas com a técnica *TFM* com os sinais A-scan medidos com o transdutor de piezocompósito 1-3 e retaguarda de ar, **T5**.

O cenário OB4 é constituído por três parafusos M5 fixados normalmente em uma placa de aço (Figura 6.36). Para melhor identificar os objetos reais nas imagens de ultrassom, esses foram pintados de acordo com as escalas de cores que relacionam

as distâncias em metros com cores entre azul, para os objetos mais próximos, e o vermelho, para os objetos mais distantes. Assim, as faces dos parafusos foram preenchidas com massa Durepoxi, aplanadas e pintadas com esmalte sintético. O parafuso mais longo foi pintado de vermelho, pois é o refletor mais próximo à face do transdutor. O parafuso com comprimento intermediário foi pintado de laranja e o mais curto de amarelo. O anteparo de fixação dos parafusos foi pintado em azul, pois é o refletor mais distante.

Figura 6.36 - Os parafusos são refletores planos com 8,5mm de diâmetro, defasados uns dos outros em 120° e com alturas $h_1=35\text{mm}$, $h_2=30\text{mm}$ e $h_3=25\text{mm}$.

Figura 6.37 - A distância do centro da face do transdutor ao centro da face do parafuso vermelho, laranja e amarelo é de 180mm, 185mm e 190mm, respectivamente, e $D=215\text{mm}$.

As imagens tridimensionais viabilizaram localizar e determinar as posições das faces dos parafusos, comprovando que é possível reconstruir imagens tridimensionais com o transdutor modelado e fabricado, **T5** (Figura 6.38).

Figura 6.38 - Imagens 3D: vista frontal (a), lateral (b), superior (c) e perspectiva (d). O volume piramidal é delimitado por $\Delta\phi=\Delta\theta=[-25;0,5;25]^\circ$. O *threshold* é de -60dB e a banda do filtro passa-faixa é de 100kHz a 800kHz.

Entretanto, o suporte retangular foi reconstruído como um objeto circular. Esse mesmo efeito ocorreu nas imagens dos refletores planos, que ao invés de serem reproduzidos como uma faixa, foram reproduzidos como um objeto circular ou oval. Uma hipótese para esse efeito é que a frente de onda, ao incidir normalmente à face da placa plana, sofre uma reflexão muito mais importante na direção normal do que nas direções oblíquas, de modo que na primeira situação os ecos são fortes ao passo que na segunda situação os ecos são desviados e se espalham, não

retornando aos elementos do transdutor. Os objetos feitos pelo homem geralmente são de superfície lisa, cujas porosidades são muito menores do que o comprimento de onda na água ($\lambda=3\text{mm}$, a 500kHz). Por outro lado, as interfaces naturais submersas como rochas e o fundo do oceano são irregulares e geram reflexões difusas, podendo refletir (mesmo que parcialmente) os feixes de volta ao transdutor, mesmo que esses incidam obliquamente. Essa hipótese também é abordada por Murino e Trucco, 2000.

6.2.5 Placas de aço - OB5 (TFM e SAFT - T5)

Neste experimento foi verificada a viabilidade de detectar, determinar as posições e reconstruir imagens de objetos planos a até um metro de distância em relação à face do transdutor. Também foram comparadas imagens *TFM* e *SAFT*.

Duas placas retangulares ($L=60\text{mm} \times A=160\text{mm}$) nomeadas $OB5_E$ e $OB5_D$ foram posicionadas verticalmente (Figura 6.39.a), uma ao lado da outra e distanciadas longitudinalmente entre si, formando um ângulo próximo à resolução angular do transdutor **T5** ($\delta_\theta=8,5^\circ@489\text{kHz}$) (Figura 6.39.b). Esse cenário mostrou ser possível resolver dois objetos distanciados próximo ao valor mínimo teórico, avaliando assim uma situação crítica. A largura máxima do tanque também foi relevante ($L=0,6\text{m}$) (Figura 6.39.c).

Figura 6.39 - Duas placas retangulares de aço ($60 \times 160\text{mm}$) foram posicionadas à frente do transdutor paralelamente à sua face (a), inter espaçados em $\theta_{OB5}=8,5^\circ$. A distância do centro do refletor azul e do vermelho em relação ao centro do transdutor é $R_D=1,15\text{m}$ e $R_E=1\text{m}$, respectivamente (b). As dimensões do tanque são: $C=1,4\text{m}$, $L=0,6\text{m}$ e profundidade $A=0,2\text{m}$.

(c)

A distância longitudinal entre os objetos foi determinada levando em consideração o “tamanho” da janela de amostragem dos ecos, visando otimizar o tamanho dos vetores de A-scan para reduzir o tempo de processamento das imagens. A maior distância para medir os sinais A-scan dos ecos foi limitada pelo comprimento do tanque ($C=1,4\text{m}$). Por questão de segurança o tanque foi enchido até um pouco mais da metade da sua altura máxima, provendo uma coluna de água ($A=0,2\text{m}$) um pouco maior do que a altura dos objetos. Uma imagem *SAFT* foi gerada (Figura 6.40.a) para comparar com a técnica *TFM* (Figura 6.40.b).

Figura 6.40 - O volume de interesse da imagem foi delimitado em: $\Delta\varphi=8^\circ$; $\Delta\theta=30^\circ$; $\delta_0=\delta_\varphi=0,5^\circ$; $R_i=0,95\text{m}$; $R_f=1,25\text{m}$. Na imagem *SAFT* foi utilizado *threshold* de -6dB (a) e na imagem *TFM* o *threshold* foi de -40dB (b), ambas com filtro passa-faixa de 100 a 800kHz.

(a)

Mesmo com um *threshold* muito elevado (-6dB) a imagem *SAFT* apresentou artefatos, ao passo que na imagem *TFM* esses foram suprimidos com um *threshold* muito menor (-40dB).

Figura 6.41 – As imagens 3D observadas por cima evidenciam a presença dos artefatos como ambiguidades dos refletores $OB5_E$ e $OB5_D$ na imagem *SAFT* (a) e a melhor definição da imagem dos objetos na *TFM* (b).

Capítulo 7

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1 Conclusões

Neste trabalho foi apresentada uma metodologia para modelar, construir e caracterizar um transdutor ultrassônico matricial bidimensional para acoplar em água. A melhor configuração para um transdutor de aplicações submarinas foi estabelecida comparando-se seis protótipos, sendo três obtidos a partir de uma matriz de elementos de cerâmica Pz37 pura (**T1-T3**) e os demais obtidos a partir de uma matriz de elementos de piezocompósito 1-3 (**T4-T6**), constituídos de pilares de cerâmica Pz37 embebidos em resina epóxi.

Os protótipos **T1** e **T4** foram testados com camada de retaguarda de água e os protótipos **T2** e **T5** foram testados com camada de retaguarda de ar. O piezocompósito 1-3, usado em **T4** e **T5** melhorou significativamente a sensibilidade e a largura de banda dos protótipos em relação à cerâmica pura, usado em **T1** e **T2**. A sensibilidade, medida em tensão elétrica pico-a-pico dos ecos, dobrou quando utilizada a camada de retaguarda de água ($T4_{Vpp} \geq 2T1_{Vpp}$) e quase triplicou quando utilizada a camada de retaguarda de ar ($T5_{Vpp} \approx 3T2_{Vpp}$). A largura de banda aumentou em 11% na primeira configuração e em 43% na segunda (Figura 6.15).

Entre os protótipos de cerâmica pura (**T1-T3**), o protótipo com camada de retaguarda de ar (**T2**) proporcionou a maior sensibilidade para detectar os ecos (Figura 6.8) e, por isso, foi utilizado como referência nas comparações com os protótipos **T1** e **T3**. A sensibilidade média dos ecos medidos com os protótipos **T1** e **T3** foi de -0,6dB e -2,2dB em relação à medida com o protótipo **T2**, respectivamente (Tabela 6.3). Por outro lado, o protótipo **T2** obteve a menor largura de banda ($T2_{bw}=37\% < T1_{bw}=50\% < T3_{bw}=52\%$).

Considerando que a largura de banda do transdutor **T1** foi 35% maior do que a do transdutor **T2** e apenas 4% menor do que a do transdutor **T3** (valores relativos), e que a sua sensibilidade é 7% inferior à do transdutor **T2**, conclui-se que **T1** é o transdutor com o melhor compromisso entre a sensibilidade e largura de banda, entre os transdutores com elementos de cerâmica pura (**T1-T3**). Entretanto, para se evitar a deterioração dos eletrodos do transdutor **T1**, esses devem ser recobertos

por um material que os isolem da água, mas que seja fino o suficiente para não agir como uma camada de retaguarda (espessura $\ll \lambda$). Sugere-se uma fina camada de resina epóxi de baixa viscosidade, como o Araldite GY279.

Entre os protótipos de piezocerâmica 1-3 (**T4-T6**), o protótipo com retaguarda de ar (**T5**) obteve a maior sensibilidade (Figura 6.13.a), portanto foi utilizado como referência nos comparativos com os protótipos **T4** (retaguarda de água) e **T6** (retaguarda de resina). A sensibilidade média dos ecos medidos com os protótipos **T4** e **T6** foi de -3,5dB e -2,6dB em relação à medida com o protótipo **T5**, respectivamente, (Tabela 6.4). Por outro lado, o protótipo **T4** proporcionou a maior largura de banda ($\mathbf{T4}_{bw}=55\% > \mathbf{T5}_{bw}=54\% > \mathbf{T6}_{bw}=50\%$).

A sensibilidade do transdutor **T5** (retaguarda de ar) é aproximadamente 50% superior à obtida com o transdutor **T4** (retaguarda de água) e sua largura de banda relativa a do **T4** é 2% inferior. Assim, o transdutor **T5** é o melhor entre os transdutores de piezocerâmica 1-3, porque ele viabilizará detectar refletores mais distantes do que os demais, sem perda significativa na resolução axial.

Mantendo o critério de compromisso entre sensibilidade e largura de banda, o transdutor **T6** (retaguarda de resina) é a segunda melhor opção, pois a sensibilidade relativa a do **T4** (retaguarda de água) é 11% superior e a largura de banda relativa a do **T4** é 10% inferior. Dessa forma, a maior vantagem de **T6** é a capacidade de isolar os eletrodos dos elementos da água, protegendo-os da corrosão e evitando que os fios se soltem, além da retaguarda de resina oferecer sustentação mecânica aos elementos do array.

Seguindo a metodologia apresentada neste trabalho foi possível modelar, construir e caracterizar um protótipo de transdutor para acoplar em água, que viabilizou detectar e reconstruir imagens de objetos a até 1,15m de distância do transdutor.

Entre todos os protótipos construídos e avaliados (Figura 6.16), a melhor configuração para um transdutor acoplado em água foi obtida com o protótipo **T5**. Tal protótipo foi construído a partir de uma matriz de elementos de piezocompósito 1-3 (78%Vol. de cerâmica Pz37), uma camada de compatibilização acústica de compósito de pó de alumina embebida em resina epóxi, e uma camada de

retaguarda de ar. A otimização do transdutor foi concluída com indutores axiais de $330\mu\text{H}$, em série.

No entanto, se for requerida uma maior proteção física e isolamento elétrico do transdutor com a água, uma camada de retaguarda de resina epóxi pode ser viável, como indicado nos resultados obtidos com o transdutor **T6**, que foi classificado como o segundo melhor entre todos os protótipos apresentados neste trabalho.

7.2 Trabalhos Futuros

Os resultados obtidos com a metodologia apresentada neste trabalho podem embasar o desenvolvimento de um sistema de sonar 3D, constituído de um transdutor com mais elementos e um transmissor/receptor de sinais multicanal paralelo. Isso viabilizaria a reconstrução de imagens de um cenário subaquático real com melhor resolução. Também propõe-se o estudo de algoritmos que otimizem os lóbulos de espaçamento e o nível de ruído, mas sem aumentar a complexidade da construção e da eletrônica de transmissão e recepção de sinais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Akhnak, M., 2002. "Arrays piezoeléctricos bidimensionales de apertura segmentada para la obtención de Imagen acústica volumétrica", Tesis doctoral, Madrid.
- Arnau, A., 2004. "Piezoelectric transducers and applications", Heidelberg: Springer, (Vol. 2004).
- ASTM E1065-99, 2003. "Standard Guide for Evaluating Characteristics of Ultrasonic Search Units". American Standard of Testing Material (ASTM), 99(5), 1–21.
- Azhari, H., 2010. "Basics of Biomedical Ultrasounds for Engineers".
- Bronzino, J. D. and Peterson, D. R., 2015. "The biomedical engineering handbook, Fourth Edition".
- Chan, H. L. W., & Unsworth, J., 1989. "Simple model for piezoelectric ceramic/polymer 1-3 composites used in ultrasonic transducer applications". IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 36(4), 434-441.
- Cheeke, J. D. N., 2012. "Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves", Second Edition, pp122.
- CodaOctopus, <http://www.codaoctopus.com>, acessado em 23/10/2018.
- Ensminger, D. and Bond L. J., 2011. "Ultrasonics: fundamentals, technology and applications".
- Ehrhardt, M., Becker, F. J., Speicher, D., Fonfara, H., Hewener, H., Fournelle, M., Tretbar, S., 2016. "Evaluation of a high-resolution real-time capable 3D sonar camera for deep sea operation". OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey, OCE 2016, 19, 101–110. <https://doi.org/10.1109/OCEANS.2016.7761232>
- Fan, C., Caleap, M., Pan, M., and Drinkwater, B. W., 2014. "A comparison between ultrasonic array beamforming and super resolution imaging algorithms for non-destructive evaluation," Ultrasonics, vol. 54, no. 7, pp. 1842–1850.
- FarSounder, <http://www.farsounder.com>, acessado em 23/10/2018.
- Ferroperm Piezoceramics, <http://www.ferroperm-piezo.com>, acessado 17/09/2017.
- Hayward, G., & Bennett, J., 1996. "Assessing the influence of pillar aspect ratio on the behavior of 1-3 connectivity composite transducers", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 43(1), 98-108.
- IMASONIC SAS, <http://www.imasonic.com>, acessado em 18/2/2018.

- Istepanian, R. S., and Stojanovic, M., 2002. "Underwater acoustic digital signal processing and communication systems".
- Jonsson, J., Edqvist, E., Kratz, H., Almqvist, M., and Thornell, G., 2010. "Simulation, Manufacturing, and Evaluation of a Sonar for a Miniaturized Submersible Explorer", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol.57, no.2, pp.490-5
- Kino, G. S., 1987. "Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing", vol. 100.
- Kinsler, L. E., Frey, A. R., Coppens, A. B., & Sanders, J. V., 1999. "Fundamentals of acoustics. Fundamentals of Acoustics", 4th Edition, by Lawrence E. Kinsler, Austin R. Frey, Alan B. Coppens, James V. Sanders, pp. 560. ISBN 0-471-84789-5. Wiley-VCH, December 1999., 560.
- Krimholtz, R., Leedom, D. A., & Matthaei, G. L., 1970. "New Equivalent Circuits for Elementary Piezoelectric Transducers", *Electronic Letters*, 6(13), 398–399. <https://doi.org/10.1049/el:19700280>.
- Lingvall, F., 2004. Time-domain Reconstruction Methods for Ultrasonic Array Imaging, Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy, Uppsala University, Uppsala, Sweden.
- Li, Qihu, 2012. "Digital sonar design in underwater acoustics: principles and applications. Springer Science & Business Media.
- Mondal, S. C., Wilcox, P. D., and Drinkwater, B. W., 2005. "Design of Two-Dimensional Ultrasonic Phased Array Transducers", *J. Press. Vessel Technol.*, vol. 127, no. 3, p. 336.
- Murino, V., and Trucco, A., 2000. "Three-dimensional image generation processing in underwater acoustic vision," *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 12, pp. 1903–1946.
- Nicolaidis, K., Van Jaarsveld, J., and Wilkinson, A., 2010. "Demonstration of the advantages offered by an ultra-wideband (100 - 400 kHz) sonar system for simultaneous planar imaging, volumetric imaging and doppler in harbour surveillance applications," 2010 Int. Waterside Secur. Conf. WSS 2010, pp. 1–5.
- Oakley, C. G., 1997. "Calculation of ultrasonic transducer signal-to-noise ratios using the KLM model", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 44(5), 1018–1026. <https://doi.org/10.1109/58.655627>.
- San Emeterio, J. L., and Ullate, L. G., 1992. "Diffraction impulse response of rectangular transducers", 92(August), 651–662.
- San Emeterio, J.L., Sanz, P.T., Riera, E. and Ramos, A., "Una implementación del modelo KLM para transductores piezoelectricos en modo espesor", *Anales Fisica B*, 84, pp. 48–55, (1988).

- Sasaki, Y., Takahashi, S., & Yamamoto, M., 2001. "Mechanical quality factor of multilayer piezoelectric ceramic transducers", *Japanese Journal of Applied Physics*, 40(5S), 3549.
- Sayers, C. M., & Tait, C. E., 1984. "Ultrasonic properties of transducer backings". *Ultrasonics*, 22(2), 57–60.
- Schmerr Jr, L. W., 2015. "Fundamentals of Ultrasonic Phased Arrays", Springer, Switzerland, vol. 215, pp. 3.
- Schmerr, L., and Song, S.-J., 2007. "Ultrasonic Nondestructive Evaluation Systems: Models and Measurements", Springer Science+Business Media.
- Sherman, C., and Butler, J. L., 2007. "Transducers and Arrays for Underwater Sound", *Underwater Acoustics, The Underwater Acoustics Series*.
- Smith, W. A. and Auld, B. A., 1991. "Modeling 1-3 composite piezoelectrics: thickness-mode oscillations", *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, v. 38, n. 1, p. 40-47.
- Sittig, E. K., 1969. "Effects of bonding and electrode layers on the transmission parameters of piezoelectric transducers used in ultrasonic digital delay lines". *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, 16(1), 2-9.
- Suarez, J. R., Marich, K. W., Holzemer, J. F., Taenzer, J., 1975. "Acoustical Holography: Volume 6", Springer, Boston, MA.
- Szabo, T. L., 2004. "Diagnostic Ultrasound Imaging".
- Trucco, A., Palmese, M., and Repetto, S., 2008. "Devising an affordable sonar system for underwater 3-D vision," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 10, pp. 2348–2354.
- Turnbull, D. H. and Foster, F. S., 1991. "Beam Steering with Pulsed Two-Dimensional Transducer Arrays", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 38, no. 4, pp. 320–333.
- Wang, H., Jiang, W., & Cao, W., 1999. "Characterization of lead zirconate titanate piezoceramic using high frequency ultrasonic spectroscopy", *Journal of applied physics*, 85(12), 8083-8091.
- Wu, J., 1996. "Determination of velocity and attenuation of shear waves using ultrasonic spectroscopy". *Journal of the Acoustical Society of America*, 99(5), 2871–2875.

APÊNDICE A - Programa para modelar um piezocompósito 1-3 (MATLAB)

```
%-----
% Este programa simula as propriedades de um material piezocompósito 1-3 na
% direção de polarização "33" (modo espessura) em função da fração em
% volume de cerâmica na mistura cerâmica+polímero.
%
% Saídas:
% densidade: rho_ (kg/m3)
% permissividade dielétrica relativa: epsilon33S_/epsilon0
% constante piezelétrica: e33_ (C/m2)
% constante elástica, E=0: c33E_ (N/m2)
% constante elástica, D=0: c33D_ (N/m2)
% velocidade da onda longitudinal: vl_ (m/s)
% impedância acústica: Z_ (rayl)
% constante de acoplamento eletromecânico kt_
% Obs: o caractere "_" indica que é uma propriedade do piezocompósito 1-3
%
% Referência: [1] Smith e Auld, 1991.
%
% Autor: Estevão Patricio Rodrigues.
% Agosto, 2018.
% MATLAB 2015a.
%-----
clear all; clc;
%-----
% Entradas:
%-----
epsilon0 = 8.9e-12; % permissividade dielétrica do vácuo (F/m)
% - Cerâmica PZ37 FERROPERM
c11E = 7.23e10; % (N/m2)
c12E = 4.17e10; % (N/m2)
c13E = 3.34e10; % (N/m2)
c33E = 4.63e10; % (N/m2)
e31 = 1.11; % (C/m2)
e33 = 11.0; % (C/m2)
rho_c = 6470; % (kg/m3)
epsilon33S = 689*8.9e-12; % (F/m)
% - Polímero "Spurr" [1]
c11 = 0.80e10; % (N/m2)
c12 = 0.44e10; % (N/m2)
rho_p = 1150; % (kg/m3)
epsilon11 = 4*8.9e-12; % (F/m)
%-----
% Equações:
%-----
v = (0:0.001:1) ; % fração em volume de cerâmica
v_ = ( 1 - v ) ; % fração em volume de polímero
den = (v*(c11+c12)) + (v_*(c11E+c12E)); % variável auxiliar
e33_ = v.*(e33-((2 *v_*e31*(c13E-c12))./den)); % e33_ (C/m2)
epsilon33S_=v.*(epsilon33S+(2*v_*(e31^2)./den))+(v_*epsilon11);%epsilon33S_
c33E_ = v.*(c33E-((2 *v_*((c13E-c12)^2)./den)))+(v_*c11); % c33E_ (N/m2)
c33D_ = c33E_ + ( (e33_.^2)./epsilon33S_ ); % c33D_ (N/m2)
h33_ = e33_/epsilon33S_; % h33_ (C/Fm)
beta33S_ = 1./epsilon33S_; % beta33S_ (m/F)
rho_ = v*rho_c + v_*rho_p; % rho_ (kg/m3)
kt_ = h33_./(sqrt(c33D_.*beta33S_)); % kt_
Z_ = (sqrt(c33D_.*rho_)); % Z_ (rayl)
```

```

vl_ = sqrt(c33D_/rho_); % vl_ (m/s)
%-----
% Plotagens das saídas:
%-----
% densidade do compósito 1-3
figure(1); subplot(2,4,1);
plot(v,rho_,'b');
title('\rho'); xlabel('\delta'); ylabel('(kg/m^3)');

% constante dielétrica relativa
figure(1); subplot(2,4,2);
plot(v,epsilon33S_/epsilon0,'b');
title('{\epsilon_{33}}^S/{\epsilon_{0}}'); xlabel('\delta');

% e33_
figure(1); subplot(2,4,3);
plot(v,e33_,'b');
title('e_{33}'); xlabel('\delta'); ylabel('(C/m^2)');

% c33E_
figure(1); subplot(2,4,4);
plot(v,c33E_*1e-10,'b');
title('c_{33}^E'); xlabel('\delta'); ylabel('10^{10} (N/m^2)');

% c33D_
figure(1); subplot(2,4,5);
plot(v,c33D_*1e-10,'b');
title('c_{33}^D'); xlabel('\delta'); ylabel('10^{10} (N/m^2)');

% vl_
figure(1); subplot(2,4,6);
plot(v,vl_,'b');
title('c','fontname','italic'); xlabel('\delta'); ylabel('(m/s)');

% Z_
figure(1); subplot(2,4,7);
plot(v,Z_*1e-6,'b');
title('Z','fontname','italic'); xlabel('\delta'); ylabel('(Mrayls)');

% kt_
figure(1); subplot(2,4,8);
plot(v,kt_*100,'b');
title('k_{t}'); ylabel('(%)'); xlabel('\delta');
%-----

```

APÊNDICE B - Programa para simular a impedância elétrica, a forma de onda emitida e a do eco de um transdutor piezelétrico (MATLAB)

```
%-----
% Este programa é uma implementação do modelo eletromecânico KLM com matri-
% zes ABCD. O programa simula a impedância elétrica, a forma da onda emiti-
% da e a forma de onda do eco (considerando um refletor plano, incidência
% normal e reflexão total) de um transdutor piezelétrico que opera no modo
% espessura.
%
% Saídas:
%   impedância elétrica de entrada:.....Zin(w)
%   forma de onda da emissão:.....PI(t)
%   forma de onda do eco:.....PE(t)
%
% Autor: Estevão Patricio Rodrigues.
% Agosto, 2018.
% MATLAB 2015a.
%-----
% Entradas:
%-----
fo = 500e3; % frequência de operação do transdutor (Hz)
fs = 50e6; % frequência de amostragem (Hz)
ptos_pulso = 5000; % número de pontos da forma de onda
% cria vetores de tempo, frequência e velocidade angular:
dt = 1/fs; % incremento de tempo (s)
df = fs/ptos_pulso; % incremento de frequência (Hz)
f = 0:df:fs; % vetor da frequência (Hz)
f(1) = df; % "f" não pode começar com "0"
t = 0:dt:dt*(ptos_pulso-1); % vetor do tempo (s)
w = 2*pi*f; % vetor de velocidade angular (rad/s)
wo = 2*pi*fo; % velocidade angular na frequência de operação do transdutor
%-----
% Gerador de sinais (Transmissor/Receptor):
% setup (PANAMETRICS OLYMPUS NDT 5077PR):
Vf = -100; % voltagem de pico (Volt)
Re = 50; % impedância do canal de emissão (ohm)
Rr = 500; % impedância do canal de recepção (ohm)
% cria o vetor do pulso quadrado negativo de 500kHz, VG(t):
tVG = 0:dt:1/fo; % vetor do tempo de um período de 500kHz
VG(length(tVG)) = 0;
VG(1:round(length(VG)/2)) = Vf; % vetor do pulso quadrado negativo VG(t)
%-----
% Indutor série para casamento elétrico:
L = 330e-6; % Indutância (H)
R_L = 10; % Resistência (ohm)
%-----
% Impedância acústica da carga traseira e frontal:
Zr = 1.5e6; % imerso em água - impedância acústica traseira (rayl)
Zf = 1.5e6; % imerso em água - impedância acústica frontal (rayl)
%-----
% Cabo Coaxial Hitachi: (especificações)
l_cabo = 1.5; % comprimento do cabo (m)
Zcar_cabo = 50; % impedância característica nominal @10MHz(ohm)
R_cabo = 3.3; % resistência (ohm/m)
C_cabo = 110e-12; % capacitância (F/m)
L_cabo = C_cabo*Zcar_cabo^2; % indutância (H/m)
G_cabo = 0; % Condutância (S)
% cálculos dos parâmetros para a linha de transmissão do cabo:
Zo_cabo = R_cabo + 1j*w*L_cabo; % impedância (ohm)
```

```

Y_cabo = G_cabo + 1j*w*C_cabo; % admitância (S)
Z_cabo = sqrt(Zo_cabo./Y_cabo); % impedância (ohm)
gama_cabo = sqrt(Zo_cabo.*Y_cabo); % const. de propagação
%-----
% Elemento piezoeletrico de piezocomposito 1-3, com 78%Vol. de Pz37:
tkn_c = 2.8e-3; % espessura (m)
cl_c = 2.875e3; % velocidade da onda, simulada (m/s)
Zo = 15.2e6; % impedância acústica, simulada (rayl)
Qm_c = 14.6; % fator de qualidade mecânica
delta_e_c = 0.015; % fator de perda dielétrica, tan(delta), Pz37
area = (5e-3)^2; % área do elemento (m2)
rho_c = 5300; % densidade, simulada (kg/m3)
Eo = 8.854e-12; % permissividade do vácuo (F/m)
E33S = 538.8*Eo; % permissividade do piezocomposito 1-3, simulada (F/m)
kt = 0.57; % fator de acoplamento, simulado
Co = (E33S*area/tkn_c); % capacitância, simulada (F)
Co = Co*(1 - 1j*delta_e_c); % capacitância complexa, com perda elétrica (F)
%-----
% Matching Layer: (Compósito, com 30%Vol. Alumina embebida em resina epóxi)
tkn_m = 1.48e-3; % espessura (m)
cl_m = 2958; % velocidade da onda, simulada (m/s)
Zm = 4.8e6; % impedância acústica, simulada (rayl)
Qm_m = 11.3; % fator de qualidade mecânica
%-----
% Backing Layer: (resina epóxi)
tkn_b = 19.5e-3; % espessura (m)
cl_b = 2300; % velocidade da onda (m/s)
Zb = 2.5e6; % backing layer impedance (rayl)
Qm_b = 16; % fator de qualidade mecânica
%-----
% Início dos cálculos:
%-----
% impedâncias acústicas normalizadas: (Z.área)
Zf = Zf*area; % impedância acústica da carga frontal (rayl.m)
Zr = Zr*area; % impedância acústica da carga traseira (rayl.m)
Zm = Zm*area; % impedância acústica do matching layer (rayl.m)
Zo = Zo*area; % impedância acústica do elemento (rayl.m)
Zb = Zb*area; % impedância acústica do backing layer (rayl.m)
%-----
% número de onda: (beta)
k_m = w/cl_m; % matching layer
k_c = w/cl_c; % elemento
k_b = w/cl_b; % backing layer
%-----
% perdas mecânicas: (converte Q em alpha ; atenuação = alpha(Np/m))
alpha_m = k_m/(2*Qm_m); % coeficiente de atenuação do matching layer (Np/m)
alpha_c = k_c/(2*Qm_c); % coeficiente de atenuação do elemento (Np/m)
alpha_b = k_b/(2*Qm_b); % coeficiente de atenuação do backing layer (Np/m)
%-----
% constante de propagação complexa: (gamma=alpha+i.beta)
gama_m = (alpha_m + 1j*k_m); % const. de prop. complexa do matching layer
gama_c = (alpha_c + 1j*k_c); % const. de prop. complexa do elemento
gama_b = (alpha_b + 1j*k_b); % const. de prop. complexa do backing layer
%-----
% Inicio do cálculo da Matriz de Transferência Total T(w):
%-----
T(2,2,length(f)) = 0; % cria matriz "T(w)" com coeficientes [ A, B ; C, D ]
for ii = 1 : length(f) % calcular os coef. para todas as frequências "w"
%-----
% Ramo elétrico do transdutor:
%-----

```

```

% T1: (matriz do indutor série de casamento elétrico)
Zs1=R_L + 1j*w(ii)*L; % indutor com resist. e reatância indutiva
T1=[1, Zs1 ; 0, 1]; % impedância série
%-----
% T2: (matriz de transferência do cabo coaxial)
T2=[cosh(gama_cabo(ii)*l_cabo), Z_cabo(ii)*sinh(gama_cabo(ii)*l_cabo);
    sinh(gama_cabo(ii)*l_cabo)/Z_cabo(ii), cosh(gama_cabo(ii)*l_cabo)];
%-----
% T3: (matriz de transferência da capacitância série Co do modelo KLM)
Zs3=-1j/(w(ii)*Co); % reatância capacitiva
T3=[1, Zs3 ; 0, 1]; % impedância série
%-----
% T4: (matriz de transferência da capacitância série -C' do modelo KLM)
C_linha= -Co/(sinc(w(ii)/wo)*(kt^2)); % C_linha
Zs4= -1j/(w(ii)*C_linha); % reatância capacitiva
T4=[1, Zs4 ; 0, 1]; % impedância série
%-----
% T5: (matriz de transferência do transformador)
phi=kt*sqrt(pi/(wo*Co*Zo))*sinc(w(ii)/(2*wo)); % phi
T5=[phi, 0 ; 0, 1/phi]; % transformador
%-----
% Linha de transmissão acústica traseira do transdutor:
%-----
% T6: (matriz de transf. da metade tras. do elemento)
T6=[cosh(gama_c(ii)*tkn_c/2), Zo*sinh(gama_c(ii)*tkn_c/2);
    sinh(gama_c(ii)*tkn_c/2)/Zo, cosh(gama_c(ii)*tkn_c/2)];
%-----
% T7: (matriz de transferência do backing layer)
T7=[cosh(gama_b(ii)*tkn_b), Zb*sinh(gama_b(ii)*tkn_b);
    sinh(gama_b(ii)*tkn_b)/Zb, cosh(gama_b(ii)*tkn_b)];
%-----
% T8: (matriz de transferência da metade do elemento + backing layer)
T8=T6*T7;
%-----
% Zeqtras: (impedância equivalente traseira: acoplamento de T8 com Zr)
Zeqtras=(Zr*T8(1,1)+T8(1,2))/(Zr*T8(2,1)+T8(2,2));
%-----
% T9par: (converte impedância equivalente tras. em impedância paralela)
T9par=[1, 0 ; 1/Zeqtras, 1];
%-----
% Linha de transmissão acústica frontal do transdutor:
%-----
% T10: (matriz de transf. da metade front. do elemento)
T10=[cosh(gama_c(ii)*tkn_c/2) , Zo*sinh(gama_c(ii)*tkn_c/2);
    sinh(gama_c(ii)*tkn_c/2)/Zo , cosh(gama_c(ii)*tkn_c/2)];
%-----
% T11: (matriz de transferência do matching layer)
T11=[cosh(gama_m(ii)*tkn_m) , Zm*sinh(gama_m(ii)*tkn_m);
    sinh(gama_m(ii)*tkn_m)/Zm , cosh(gama_m(ii)*tkn_m)];
%-----
% Matriz de Transferência Total:
%-----
t_aux = T1*T2*T3*T4*T5*T9par*T10*T11;
% matriz total T(w):
T(1,1,ii)=t_aux(1,1); T(1,2,ii)=t_aux(1,2); % [A(ii), B(ii)]
T(2,1,ii)=t_aux(2,1); T(2,2,ii)=t_aux(2,2); % [D(ii), C(ii)]
% coeficientes A B C D:
A(ii)=t_aux(1,1); B(ii)=t_aux(1,2); C(ii)=t_aux(2,1); D(ii)=t_aux(2,2);
clear t_aux;
end
%-----

```

```

% fim do cálculo da Matriz de Transferência Total "T(w)":
%-----
% Impedância elétrica de entrada: Zin(w)
Zin = (Zf*A + B)./(Zf*C + D);
%-----
% Funções de transferência:
FTE = Zf./((Zf*A+B) + Re*(Zf*C+D)); % emissão
FTR = 2*Rr./((A*Zf+B) + Rr*(C*Zf+D)); % recepção
FTER = FTE.*FTR; % pulso-eco
%-----
% Formas de onda: (emissão: PI(t) , eco: PE(t))
PI = conv(VG,ifft(FTE)); % forma de onda da emissão
PE = conv(VG,ifft(FTER)); % forma de onda do eco
%-----
% Fim dos cálculos:
%-----
% Plota os resultados :
%-----
% impedância elétrica de entrada:
% |Zin|
figure(2);
subplot(3,2,1);
plot(1e-3*f,abs(Zin)); %
ylabel('|Z|\Omega'); xlabel('kHz');
title('Magnitude da impedância elétrica');
xlim([200 800]);
% Theta
subplot(3,2,2);
plot(1e-3*f,rad2deg(angle(Zin))); %
ylabel('\theta\circ','fontsize',14); xlabel('kHz');
title('Fase da impedância elétrica');
xlim([200 800]);
%-----
% forma de onda emitida, PI(t):
subplot(3,2,3);
t = 0:dt:dt*(length(PI)-1);
plot(1e6*t, real(PI));
ylabel('Amplitude (V)'); xlabel('us'); title('Forma de onda emitida');
axis tight; box;
% FFT{PI(t)}:
subplot(3,2,4);
xPI = fft(real(PI));
% xRI = abs(xRI(1:round(length(xRI)/2)));
xf = 0:df:df*(length(xPI)-1);
xPI = abs(xPI)/max(abs(xPI)); % normaliza
plot(1e-3*xf, 20*log10(abs(xPI))); % plota em dB
ylabel('dB'); xlabel('kHz'); title('FFT da onda emitida');
ylim([-40 0]); xlim([0 1000]); box;
%-----
% forma de onda do eco, RE(t):
subplot(3,2,5);
t = 0:dt:dt*(length(PE)-1);
plot(1e6*t, real(PE));
ylabel('Amplitude (V)'); xlabel('us'); title('Forma de onda do eco');
axis tight; box;
% FFT{PE(t)}:
subplot(3,2,6);
xPE = fft(real(PE));
% xRI = abs(xRI(1:round(length(xRI)/2)));
xf = 0:df:df*(length(xPE)-1);
xPE = abs(xPE)/max(abs(xPE)); % normaliza

```

```
plot(1e-3*xf, 20*log10(abs(xPE))); % plota em dB
ylabel('dB'); xlabel('kHz'); title('FFT do eco');
ylim([-40 0]); xlim([0 1000]); box;
%-----
```