TIMOTEO FRANCISCO DE OLIVEIRA

**TRANSDUTORES DE ULTRASSOM MULTIELEMENTOS LINEARES FLEXÍVEIS
COM SENSOR DE CURVATURA PARA SUPERFÍCIES CURVAS**

São Paulo

2015

TIMOTEO FRANCISCO DE OLIVEIRA

**TRANSDUTORES DE ULTRASSOM MULTIELEMENTOS LINEARES FLEXÍVEIS
COM SENSOR DE CURVATURA PARA SUPERFÍCIES CURVAS**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do Título de
Doutor em Engenharia

São Paulo

2015

TIMOTEO FRANCISCO DE OLIVEIRA

**TRANSDUTORES DE ULTRASSOM MULTIELEMENTOS LINEARES FLEXÍVEIS
COM SENSOR DE CURVATURA PARA SUPERFÍCIES CURVAS**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do Título de
Doutor em Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia Mecatrônica

Orientador:
Pr. Dr. Julio Cezar Adamowski

São Paulo

2015

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

Oliveira, Timoteo Francisco de

Transdutores de ultrassom multielementos lineares flexíveis com sensor de curvatura para superfícies curvas / T. F. Oliveira -- versão corr. -- São Paulo, 2015.

207 p.

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

1. Transdutor de Ultrassom 2. Sensor de curvatura 3. Imagem de ultrassom I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos II. t.

AGRADECIMENTOS

‘Primeiramente, desculpem-me todos pela imensa lista de agradecimentos, mas sinto-me feliz e honrado por poder contar com tanta gente. Agradeço a todos aqueles que, desde o início da faculdade até ao longo desta presente data, sempre me incentivaram e me apoiaram. Eu tenho certeza que essas pessoas estarão sempre comigo, mesmo que por amizade’.

Agradecimentos:

Ao meu orientador, Professor Julio Cezar Adamowski, que tem me acompanhado desde o programa de Mestrado sempre apontando as minhas falhas e me redirecionando no caminho certo. A sua paciência e orientação tornaram possível a realização deste trabalho.

A todos os meus familiares...Que incondicionalmente estiveram comigo nos momentos mais difíceis sem nem mesmo saber do que estava acontecendo.

A PETROBRAS/ANP por patrocinar a infraestrutura do Laboratório de Ultrassom da EPUSP com máquinas, equipamentos, dispositivos e acessórios, tornando possível a realização dos ensaios e experimentos do trabalho.

Aos Professores: Flávio Buiochi e Marco Aurélio Brizzotti, por suas contribuições acadêmicas e técnicas.

Aos Técnicos da oficina mecânica da EPUSP pela usinagem das peças usadas na fabricação de dispositivos e moldes: Gilberto Garcia, Tiago Monteiro Camponucci e Adilson Felix. Especialmente, ao técnico Wellington Ramos, que foi o responsável pela usinagem da maioria das peças de precisão. Também, ao Carlos da oficina mecânica por disponibilizar ferramentas e máquinas.

Ao Mestre Nilson Noris Franceschetti, por disponibilizar a placa eletrônica com a ponte de *Wheatstone* usada nas medições de deformação do sensor de curvatura S1.

Ao Dr. Marcelo Yassunori Matuda, pelo acompanhamento e orientação no uso do aparelho de ultrassom *SITAU* usado na formação das imagens de ultrassom do trabalho. Sem

esquecer de sua contribuição no desenvolvimento do programa de geração de imagens em interface via *Matlab*, que foi essencial para a programação e execução das técnicas *Phased array* e *SATA*.

Ao Engenheiro Eletrônico Sênior do Laboratório de Ultrassom da EPUSP, Sr. Alan Tavares de Souza, por participar ativamente no desenvolvimento da placa eletrônica usada no sensor de curvatura S2, além de outras participações em assuntos técnicos relevantes. Ao Mestre e Engenheiro eletrônico, Thiago Paiva, por também ter participado e contribuído no desenvolvimento da mesma placa. Ao técnico eletrônico Rafael Benetti, por montar e testar a placa.

Pelo apoio dos amigos e colegas que eu conheci no Laboratório de Ultrassom da EPUSP: Marcelo Hilário Gallaro dos Santos, Eduardo Bonci Cavalca, João Eduardo Maeda, Fausto, Agesinaldo, Carlos Mario, Mario Carneiro, Pedro Cardoso, Tiago Ramos, Lucas, Rafael, Izabela e Luis Paulo.

Aos colegas e amigos da Pós-graduação, Orlando Cirullo, David Julio, Heitor, Ronny, Erick, César, Sandro, Koga, Doll, Polastro, Vandão e Luis, pelos momentos de descontração vividos durante os cafés e churrascos ao ar livre, ambiente nos quais certamente renderam discussões que inspiraram minha criatividade.

Ao Prof. Amilton Sinatora do Laboratório de Fenômeno de Superfícies LFS, por disponibilizar o microscópio óptico e a lupa óptica. Aos técnicos do LFS: Leandro Justino de Paula, ao Sr. Francisco Faustino, Raquel Camponucci e Fábio Nascimento “o Pequeno”, pela atenção e orientação no uso de máquinas e equipamentos.

O meu “muito obrigado” as secretárias do setor de Pós-graduação do Departamento de Engenharia Mecatrônica, Regianne Amaral e Marisa Lara, que por inúmeras vezes me socorreram no preenchimento e confecção de documentos burocráticos, sem nunca perder o bom humor.

A Professora Maria Borba Cristina Vidal por sua preciosa ajuda na correção do *abstract* do trabalho.

Aos meus eternos amigos da Faculdade de Engenharia Mecatrônica da UNIP, Alexandre Rabelo e Flávio Rodrigues. Abro espaço também para uma pequena dedicatória à memória daquele que foi o nosso ilustre amigo e companheiro de faculdade, Luciano Ricardo Oliveira – eu tenho certeza absoluta que ele ficaria muito feliz com essa realização minha.

E a todos aqueles que tiveram participação neste trabalho, e que por ventura acabaram não sendo citados, mas que também foram importantes.

Resumo:

Os equipamentos de imagens por ultrassom com varredura eletrônica usam transdutores que não se moldam à superfície a ser examinada, pois são rígidos. Há transdutores com curvaturas fixas para aplicações específicas. Em aplicações médicas, esse não é um problema na maioria dos casos, pois os tecidos do corpo humano tomam a forma da face do transdutor. Isso não ocorre quando há estruturas ósseas próximas às camadas externas de tecidos moles. Nas aplicações industriais as superfícies são sólidas e, portanto, não se ajustam à superfície do transdutor, sendo necessário uma camada variável de acoplamento acústico. A possibilidade de uso de um transdutor flexível exige que sua curvatura seja conhecida para o direcionamento correto do feixe acústico usado na formação de imagens. Assim sendo, um transdutor multielemento flexível apresentaria a vantagem de poder ser acoplado na superfície curva diretamente, tanto em aplicações médicas quanto industriais. Os transdutores flexíveis relatados na literatura científica não são compactos e dispõem de complicados sistemas de sensoriamento usados na determinação de curvaturas, além de demandar por sofisticados sistemas de aquisição e processamento dos sinais. Este trabalho propõe o desenvolvimento de transdutores multielementos flexíveis compactos para serem acoplados diretamente em superfícies curvas de peças mecânicas ou do corpo humano. Neste trabalho os sensores de curvatura responsáveis pela medição da curvatura foram desenvolvidos segundo os princípios básicos de extensometria e resistência dos materiais para serem embebidos nas camadas do transdutor flexível de ultrassom. No desenvolvimento, foram fabricadas quatro versões de transdutores, com frequências de 1 e 2,25MHz. Todos os materiais usados na fabricação dos protótipos foram especificados segundo suas propriedades mecânicas e acústicas. Os protótipos fabricados foram caracterizados tendo sido medidas a largura de banda de cada elemento do transdutor, o comprimento e a duração dos pulsos, e uma medida da resolução axial. Para o protótipo de 2,25MHz, uma medida estimada da resolução lateral foi feita pela simulação do campo acústico, considerando o transdutor curvado em uma superfície cilíndrica. Para se testar o desempenho dos protótipos, foram realizados diferentes testes de formação de imagem. A versão de transdutor flexível de 1MHz e sem sensor de curvatura foi curvado sobre um cilindro e imerso em um tanque com água para a realização de testes de formação de imagem usado na detecção de objetos e obstáculos. Para as versões de transdutores médicos com sensor de curvatura, construiu-se duas versões de *phantom* simulando uma interface óssea cortical densa dentro de um tecido mole humano.

O *phantom* usado para testar o protótipo de 2,25MHz foi concebido por uma amostra de tíbia bovina fraturada embebida dentro de um material com propriedades acústicas muito próximas a da água. Os testes de imagem foram realizados com o transdutor de 2,25MHz curvado sobre a superfície cilíndrica do *phantom*. As imagens de ultrassom das regiões fraturadas do osso foram detectadas, e uma comparação entre as técnicas de varredura setorial e *STA* usadas na obtenção das imagens foram feitas. Mostrou-se que é possível fabricar, de uma forma simples, transdutores multielementos flexíveis mais compactos e dotados de sensor de curvatura, e sem a necessidade de se usar tecnologias sofisticadas e caras ou de se valer de sistemas complexos de formação e processamento de sinais. As imagens obtidas pelos protótipos mostraram que os protótipos podem ser usados em diferentes aplicações *NDT* na indústria. Em especial, o protótipo de 2,25MHz mostrou ainda que tem potencial no uso médico para a obtenção de imagens de fraturas em contornos ósseos mais densos.

Palavras-chave: Transdutores de ultrassom, sensor de curvatura, imagens de ultrassom.

Abstract:

Ultrasound image equipment with electronic scanning considers that transducers cannot take the shape of the surface to be examined because they are rigid. There are transducers with fixed curvatures for specific applications. In medical applications, this is not a serious problem in most cases, since the face of the transducer can be coupled to the soft tissues of the body. This does not occur when there are bone structures close to the external layers of soft tissue. In industrial applications, the surfaces are solid and therefore do not fit to the transducer surface, where a variable layer of acoustic coupling is necessary. The possibility of using a flexible transducer requires its curvature to be known in order to correct the direction of the acoustic beam which will be used in imaging applications. Thus, a flexible array transducer would have the advantage of being directly coupled to the curved surface in medical and in industrial applications. Flexible ultrasound transducers reported in the scientific literature are not compact, having complex sensing systems used to determine curvature; furthermore, they require sophisticated signal acquisition and processing systems. The development of flexible compact ultrasound linear array transducers to be coupled directly onto curved surfaces of mechanical parts as well of the human body is proposed here. The bend sensors responsible for measuring the curvature were developed according to the basic principles of strain gauge in extensometry and strength of materials to be embedded in the layers of the flexible ultrasound transducer. During this development, four versions of transducers were manufactured, with frequencies of 1 and 2.25MHz. All the materials used in the prototypes manufacturing were selected based on their mechanical and acoustic properties. The manufactured prototypes were characterized in terms of measured parameters, such as the bandwidth of each transducer element, the length and duration of the pulses, and a measure of axial resolution. For the 2.25MHz prototype, the value of the lateral resolution was estimated by simulating the acoustic field considering the transducer curved over a cylindrical surface. In order to test the transducer prototypes, different ultrasound imaging tests were conducted. The 1MHz flexible transducer version without curvature sensor was bent over a cylinder and immersed in a water tank for performing image formation tests used to detect objects and obstacles. For the medical transducers version with curvature sensor, two versions of phantoms were constructed simulating a dense cortical bone interface located inside the soft human tissue. The phantom applied to test the 2.25 MHz prototype consists of a fractured sample of bovine tibia which was embedded within a material having acoustic

properties very close to that of the water. Ultrasound imaging tests were performed with the 2.25MHz transducer curved over the cylindrical surface of the phantom. The regions of the fractured bone were detected in the ultrasound images, and a comparison between the *STA* and sector scanning techniques used for obtaining the images was made. The study showed that it is possible to manufacture flexible and more compact array transducers provided with curvature sensor, without the need of using sophisticated and expensive technologies or taking advantage of complex formation and signal processing systems. The images obtained by the prototypes showed that they can be employed in different *NDT* applications in the industry. Particularly, the 2.25MHz prototype also showed its potential for medical imaging fractures in dense bone contours.

Keywords: Ultrasound transducers, Curvature sensor, Ultrasound imaging.

LISTA DE SIGLAS, ABREVIATURAS E DENOMINAÇÕES

A1 – Amostra de material de poliuretano flexível

A2 – Amostra de material de silicone flexível

A3 – Amostra de material de epóxi flexível

A4 – Amostra de material de epóxi rígido

A5 – Amostra de material compósito bi-componente, epóxi rígido/partícula de alumina

A6 – Amostra de material compósito bi-componente, poliuretano flexível/partícula de tungstênio

ASTM – American Society for Testing and Materials

CEA – Comissão de Energia Atômica, França

EPUSP – Escola Politécnica da USP

LVDT – Linear Variable Differential Transformer

NDT – Non-Destructive Testing

OFDR – Optical Frequency Domain Reflectometry

P1 – Phantom de ultrassom usado nos ensaios com TR3

P2 – Phantom de ultrassom usado nos ensaios com TR4

PVC – Polyvinyl chloride

PVDF – Polyvinylidene difluoride

PZT – Cerâmica piezelétrica de titanato zirconato de chumbo

Pz37 – Nome comercial da cerâmica piezelétrica PZT da FERROPERM

R1 e **R2** – Regiões fraturadas do osso do Phantom P2

RTV – Room Temperature Vulcanizing

S1 – Sensor de curvatura do protótipo TR3

S2 – Sensor de curvatura do protótipo TR4

SAFT – Synthetic Aperture Focusing Technique

STA – Synthetic Transmit Aperture

T1 e **T2** – Transdutores de ultrassom monoelemento usados no goniômetro para a emissão e recepção dos sinais nos ensaios das amostras

TR1 – Primeiro protótipo de transdutor multielemento flexível fabricado

TR2 – Segundo protótipo de transdutor multielemento flexível fabricado

TR3 – Terceiro protótipo de transdutor multielemento flexível fabricado

TR4 – Quarto protótipo de transdutor multielemento flexível fabricado

LISTA DE SÍMBOLOS

Considerações gerais:

Para simplificar, adotou-se o termo “ A_j ” nas simbologias das amostras de materiais caracterizados que foram usados na fabricação dos transdutores, com $j=1,2,...,6$ – contabilizando-se, assim, um número total de seis amostras. Já os superescritos “*med*, *min* e *max*” designam, nessa mesma ordem, os valores médio, de máximo e de mínimo de uma variável. Os subscritos “*3db* e *6db*” dizem respeito ao valor adotado para os níveis de decaimento da amplitude em escala dB. Os subscritos “*meio*, *água* e *cer*” servem para indicar, quando pertinente, o meio de propagação da onda. Em relação aos sensores de curvatura S1 e S2 deste trabalho, os subscritos “**11**, **12** e **13**” indicam a ordem e a posição de um extensômetro colado na face superior da lâmina, ao passo que os subscritos “**21**, **22** e **23**”, os da face inferior.

$A_{1,2,3}$ e $B_{1,2,3}$ – Coeficientes das retas de regressão

Ext – Extensômetro

(x,y e z) e (X,Y e Z) – Coordenadas do sistema cartesiano

1- Letras do alfabeto romano

A – Constante de amplitude da onda

A_{1lt} – Amplitude do primeiro lóbulo lateral

A_T e A_P – Amplitudes dos pulsos emitido e recebido pelo transdutor, respectivamente

A_W – Função da constante de amplitude da onda propagada no meio

A_{sa} e A_{ca} – Amplitudes dos pulsos sem a presença da amostra (*sa*) e com a amostra (*ca*), respectivamente

a – largura ou tamanho da cerâmica do elemento do transdutor

a_p – Tamanho da partícula

B_w – Largura de banda

C – Curvatura

C_p – Comprimento do pulso

$C_{p_{cls}}$ – Comprimento periódico do pulso amortecido

C_{t1} – Constante de subida

C_{t2} – Constante de descida

cl – Velocidade de propagação da onda longitudinal no meio

cl_{ca} e cl_{sa} – Velocidade de propagação da onda na água com a presença da amostra (ca) e sem a presença da amostra (sa)

ct – Velocidade de propagação da onda de cisalhamento no meio

D – Diâmetro

D_1 , D_2 e D_3 – Diâmetros medidos pelo sensor de curvatura

$D1$ – Função de diretividade de uma fonte pontual emissora

$D2$ – Função de diretividade de um elemento emissor

DT – Função de diretividade do transdutor

Dab – Largura ou tamanho da abertura efetiva do transdutor

d – Espaçamento ou passo dos elementos do transdutor

d_{1el} – Espaçamento máximo permissível entre os elementos do *array*

d_{cr} – Espaçamento crítico entre elementos do *array*

dp – Duração temporal do pulso

dp_{cls} – Duração temporal cíclica do pulso

E – Altura de elevação do elemento cerâmico e do transdutor

e – Espessura

e_{BTR4} – Espessura da camada de amortecimento do transdutor TR4

e_{MTR4} – Espessura da camada de acoplamento acústico do transdutor TR4

F_{imp} – Fase da impedância elétrica da cerâmica

f – Frequência

fa e fb – Respectivamente, as frequências do limite inferior e superior da banda de frequência

fc – Frequência central de ressonância

fp – Frequência de pico

fr_{lta} – Frequência de ressonância do primeiro modo lateral

fr_{lte} – Frequência de ressonância do segundo modo lateral

fr_{esp} e far_{esp} – Respectivamente, as frequências de ressonância e anti-ressonância do modo de espessura

H^{2nd} – Função de *Hankel* de segunda ordem

K_{33}^T – Permissividade relativa da cerâmica piezelétrica

K_{ext} – Fator de deformação do extensômetro
 k – Número de onda (onda longitudinal)
 kp – Fator acoplamento eletromecânico do modo lateral
 kt – Fator acoplamento eletromecânico do modo de espessura
 M – Número total de subdivisões da largura do elemento do *array*
 M_{imp} – Módulo da impedância elétrica da cerâmica
 m – Emésima subdivisão da largura do elemento do *array*, onde $m=1,2,...,M$
 N_{cls} – Número de ciclos/períodos do pulso amortecido
 N_{pcs} – Número de picos de amplitude do pulso amortecido
 N – Número total de elementos do *array*
 n – Enésimo elemento do *array* com $n=1,2,3,...,N$ elementos
 P_0 – Ponto de origem do sistema cartesiano
 P_{d0} – Ponto de origem no centro do raio de curvatura
 P_f – Ponto focal
 P_i – Ponto qualquer localizado no sistema cartesiano de coordenadas
 P_{nm} – Ponto de origem de uma fonte emissora
 P_{pls} – Função senoidal com decaimento exponencial
 P_{rtmax} – Valor de máximo de amplitude do perfil de pressão acústica
 P_{rfi} – Campo de pressão acústica gerado por uma fonte pontual
 P_{rel} – Campo de pressão acústica gerado pelo elemento cerâmico
 P_{rt} – Campo de pressão acústica gerado pelo transdutor
 p_1 e p_2 – Adimensionais de equivalência entre grandezas do meio 1 e 2
 pa e pb – Pontos de intersecção da reta de decaimento com a curva
 Qm – Fator de qualidade mecânica da cerâmica
 q – Função do fator de forma do lóbulo principal
 Rlt – Medida da resolução lateral
 Rlt_x e Rlt_θ – Medidas da resolução lateral na forma linear e angular, respectivamente
 R_f – Raio focal
 Rd – Raio de curvatura da superfície cilíndrica
 R_C – Raio focal da fonte emissora
 Rax – Medida da resolução axial
 Rax_{cls} – Medida da resolução axial para um dado número de ciclos do sinal pulsado
 R_{ext} – Valor de resistência elétrica do extensômetro não-deformado
 R_{extdef} – Valor de resistência elétrica do extensômetro deformado

r – Raio da onda propagada no meio
 r_g – Coeficiente de correlação da curva de regressão
 r_{nm} – Raio de focalização do subelemento do *array*
 S_{ens} – Sensibilidade em escala dB
 T_0 – Tempo inicial de disparo do sinal
 T_A – Coeficiente de transmissão da onda longitudinal
 Tb – Temperatura de trabalho da cerâmica *Pz37*
 Tc – Temperatura de *Curie* da cerâmica *Pz37*
 T_{emp} – Temperatura da água no tanque de prova
 t – Vetor temporal
 t_{ca} e t_{sa} – Medidas dos tempos de vôo da onda na água durante o seu percurso com a presença da amostra (*ca*) e sem a presença da amostra (*sa*)
 $tg(\delta')$ – Coeficiente dielétrico de dissipação da cerâmica *Pz37*
 t_{nm} – Tempos de atraso
 V_{in} – Valor da tensão elétrica medida na entrada da ponte de *Wheatstone*
 V_{pp} – Tensão de pico-a-pico do pulso
 V_p – Tensão do pulso
 V_s – Valor da tensão elétrica medida na saída da ponte de *Wheatstone*
 v – Vão de separação entre cerâmicas adjacentes do *array*
 X_C – Distância de localização da fonte emissora em relação ao centro do *array*
 x_{el} – Posição da fonte emissora no sistema de coordenada local x'
 Zl – Impedância acústica característica da onda longitudinal
 Zt – Impedância acústica característica da onda de cisalhamento
 z_{el} – Posição da fonte emissora no sistema de coordenada local z'
 z_p – Profundidade dentro de um meio de propagação
 z_{pr} – Profundidade de penetração do feixe para o valor de máximo de pressão acústica

2- Letras do alfabeto grego

α – Coeficiente de atenuação do sinal de ultrassom
 β – Ângulo de referência usado na translação do sistema de coordenadas locais x', z' para o sistema de coordenada globais x, z

γ – Ângulo de referência usado na translação do sistema de coordenada locais x', z' para o sistema de coordenada globais x, z

ΔR_{ext} – Medida da variação de resistência elétrica do extensômetro

Δt_{en} – Diferença entre os tempos de vôo do sinal na água com a presença da amostra (ca) e sem a presença da amostra (sa)

δ_{vol} – Fração em volume de partículas na mistura compósita

δ_{massa} – Fração em massa de partículas na mistura compósita

ε – Quantidade de deformação

ε_{ext} – Medida de deformação absoluta (*strain*)

ε_{spar} – Medida relativa de deformação por flexão

η_1 e η_2 – Fatores de proporcionalidade entre as velocidades de propagação das ondas no meio 1 e 2, respectivamente

η_{comp} – Fator de proporcionalidade entre as velocidades de propagação das ondas dentro da mistura compósita.

θ – Ângulo central de referência no plano azimutal

θ_{1el} – Ângulo máximo de deflexão permissível

θ_{cr} – Ângulo crítico de deflexão

θ_{in} – Ângulo de incidência

θ_{incr} – Ângulo crítico de incidência

θ_{rfr} – Ângulo de refração da onda

θ_s – Ângulo de deflexão do feixe acústico

λ – Comprimento de onda

ν – Coeficiente de *Poisson*

ρ – Massa específica

τ_0 – Constante de atraso

Φ – Diâmetro de curvatura

Φ_1 , Φ_2 e Φ_3 – Diâmetros de curvatura medidos pelos sensor de curvatura

Φ_{P1} e Φ_{P2} – Diâmetro de curvatura real do *phantom*

Φ_{S1} e Φ_{S2} – Diâmetro de curvatura do *phantom* medido pelo sensor de curvatura

Φ_{AC} – Diâmetro de curvatura da peça de acrílico

ω – Velocidade angular da onda

SUMÁRIO

INTRODUÇÃOpg.1

Transdutores de ultrassom multielementospg.1

O potencial dos transdutores de ultrassom multielementos *1D* flexíveis na indústria e na medicina pg.3

Objetivos..... pg.9

Motivação pg.9

Organização do trabalho pg.13

CAPÍTULO 1..... pg.15

1- Fabricação de transdutores rígidos e flexíveis pg.15

1.1- Aspectos construtivos de transdutores rígidos monoelemento e multielementos linear *1D* pg.15

1.1.1- Materiais piezelétricos..... pg.15

1.1.2- Transdutor monoelemento..... pg.17

1.1.3- Transdutor multielemento linear *1D* pg.18

1.2- Aspectos de construção e fabricação de transdutores multielemento flexíveis
..... pg.19

CAPÍTULO 2..... pg.23

2- Dimensionamento do Transdutor multielemento linear *1D*..... pg.23

2.1- Modelo matemático simplificado usado na geração do feixe acústico do transdutor multielemento linear pg.23

2.2- Deflexão e focalização do feixe acústico pg.30

2.2.1- Tecnologia *Phased Array*..... pg.30

2.2.2- Simulação do feixe acústico defletido em θ_s pg.31

2.2.3- Simulação do feixe acústico defletido em θ_s e focalizado na profundidade z_p no ponto P_f pg.34

2.2.4- Simulação do feixe acústico defletido e focalizado em uma superfície cilíndrica com raio de curvatura conhecido..... pg.37

2.3- Diretividade..... pg.38

2.3.1- Otimizando a largura do lóbulo principal e anulando o lóbulo de espaçamento

.....	pg.43
2.3.2- Minimizando os lóbulos laterais	pg.49
2.3.3- Outras estratégias de otimização	pg.50
2.4- Problemas relacionados ao <i>crosstalk</i> mecânico e elétrico	pg.50
2.5- Modos de Inspeção.....	pg.52

CAPÍTULO 3..... pg.54

3- Resultados simulados do campo acústico gerado pelo modelo de fontes discretas pontuais ..	pg.54
.....	pg.54
3.1- Simulação do feixe acústico em superfícies planas e cilíndricas sem deflexão e focalização do feixe acústico.....	pg.54
3.2- Simulação do feixe acústico defletido e focalizado em uma superfície curva com raio de curvatura $R_d=23,6\text{mm}$	pg.58

CAPÍTULO 4..... pg.62

4- Materiais e Métodos – Primeira Parte	pg.62
4.1-Cerâmica usada	pg.62
4.2-Preparação dos corpos de prova (amostras)	pg.63
4.3-Medição das impedâncias elétricas das cerâmicas e dos sinais dos pulsos.....	pg.63
4.4- Sistema eletrônico de excitação de <i>arrays</i>	pg.64
4.5- Caracterização da amostra –A1: Poliuretano flexível	pg.65
4.6- Caracterização da amostra –A2: Silicone flexível	pg.68
4.7- Caracterização da amostra –A3: Epóxi flexível.....	pg.70
4.8- Caracterização da amostra –A4: Epóxi rígido.....	pg.72
4.9- Caracterização da amostra–A5: Material da camada de acoplamento acústico do transdutor TR4.....	pg.76
4.10-Caracterização da Amostra –A6: Material da camada de retaguarda do transdutor TR4.....	pg.80

CAPÍTULO 5..... pg.86

5- Materiais e Métodos – Segunda Parte	pg.86
5.1- Fabricação e calibração do sensor de curvatura S1 do protótipo de transdutor TR3 ...	pg.86
.....	pg.86

5.2- Fabricação e calibração do sensor de curvatura S2 do protótipo de transdutor TR4...	pg.90
5.3- Construção do <i>phantom</i> de ultrassom usado nos ensaios do transdutor TR3	pg.94
5.4- Construção do <i>phantom</i> de ultrassom usado nos ensaios do transdutor TR4	pg.95

CAPÍTULO 6..... pg.98

6-Materiais e Métodos – Terceira Parte	pg.98
6.1- Fabricação dos protótipos TR1 e TR2.....	pg.98
6.2- Processo de corte da cerâmica com a dimensão dos elementos <i>Exa</i> de TR1 e TR2....	pg.98
6.3- Fabricação do protótipo TR1	pg.98
6.4- Fabricação do protótipo TR2	pg.100
6.5- Fabricação dos protótipos TR3 e TR4.....	pg.101
6.6- Processo de corte da cerâmica com a dimensão dos elementos <i>Exa</i> de TR3 e TR4....	pg.101
6.7- Fabricação do protótipo TR3	pg.102
6.8- Fabricação do protótipo TR4	pg.105

CAPÍTULO 7..... pg.109

7- Resultados experimentais – Primeira Parte	pg.109
7.1- Caracterização dos protótipos TR1 e TR2	pg.109
7.1.2- Caracterização da amostra de cerâmica 1MHz de TR1 e TR2	pg.109
7.1.3- Parametrização do protótipo de transdutor TR1	pg.114
7.1.4- Parametrização do protótipo de transdutor TR2	pg.120
7.2- Caracterização dos protótipos TR3 e TR4	pg.125
7.2.1- Caracterização da amostra de cerâmica 1MHz de TR3	pg.125
7.2.2- Parametrização do protótipo de transdutor TR3	pg.128
7.2.3- Caracterização da amostra de cerâmica 2,25MHz de TR4	pg.134
7.2.4- Parametrização do protótipo de transdutor TR4	pg.136

CAPÍTULO 8.....pg.143

8- Resultados experimentais – Segunda Parte	pg.143
8.1- Imagens de ultrassom obtidas pelos protótipos TR1 e TR2.....	pg.143
8.2- Imagens de ultrassom do <i>phantom</i> P1 obtidas com o protótipo TR3	pg.147
8.3 - Imagens de ultrassom obtidas com o protótipo TR4.....	pg.148
8.3.1-Imagens de ultrassom de um furo em uma peça cilíndrica de acrílico	pg.148
8.3.2- Imagens de ultrassom das fraturas do <i>phantom</i> P2 obtidas pelo protótipo TR4	
.....	pg.150

CAPÍTULO 9.....pg.157

9.1- Discussões	pg.157
9.2- Conclusão	pg.160
9.3- Trabalhos futuros.....	pg.161

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....pg.163

APÊNDICE Apg.173

A.1- Determinação dos parâmetros usados na caracterização dos protótipos de transdutores.....	pg.173
A1.1- Determinação do comprimento e duração dos pulsos	pg.174
A1.2- Determinação do fator de medida da resolução axial do transdutor	pg.176
A1.3- Determinação do fator de medida da resolução lateral do transdutor	pg.177
A1.4- Determinação da medida da largura de banda do transdutor	pg.180

APÊNDICE Bpg.182

B1- Caracterização das amostras pelo método transmissão recepção.....	pg.182
B2- Modelo teórico usado na determinação das propriedades acústicas de compósitos bicomponentes	pg.187

Introdução

Transdutores de ultrassom multielementos

O transdutor é um componente essencial na geração de imagens por ultrassom, e sem a garantia de um bom funcionamento do transdutor, não se consegue obter imagens com a resolução esperada, comprometendo-se assim toda análise. As dificuldades envolvidas no desenvolvimento e na fabricação de novos tipos transdutores tornam a introdução e a difusão de novas técnicas e modalidades de ultrassom na indústria e na medicina, que demandam por novas tecnologias, um grande desafio para os pesquisadores. Isto ocorre porque nem sempre é possível se chegar a fabricação de um transdutor que opere dentro de todas as especificações de projeto e atenda todas as expectativas. A principal razão é que o caminho percorrido durante o desenvolvimento até fabricação de um transdutor específico se torna naturalmente um processo complexo que envolve uma interdisciplinaridade ampla. Esse compromisso exige o conhecimento prévio de uma variedade de disciplinas totalmente distintas, que vai, desde as engenharias, elétrica, mecânica, de materiais e eletrônica, até conhecimentos aprofundados em acústica e vibração. Dependendo do tipo de aplicação e modalidade, exige também conhecimentos amplos em diferentes áreas da biomedicina, e até áreas mais específicas da ciência dos materiais. Por tudo isso, não é de se estranhar que até hoje muitas partes do projeto de transdutores é empírica envolvendo uma abordagem de tentativa e erro, na qual, os fabricantes contam com a sua própria experiência na concepção e fabricação de transdutores, e mantendo-se, assim, todas as suas inovações tecnológicas em segredo comercial (SHUNG; ZIPPARO, 1996), (GALLEGO-JUAREZ, 1989) e (SMITH, 1986).

Em especial, este trabalho vai dar apenas abordagem para um tipo específico de transdutor de ultrassom, que é o multielemento com sequência linear de elementos, *linear array-1D*. Existem outros tipos de transdutores de ultrassom multielementos que diferem entre si, pelo formato e disposição das cerâmicas piezelétricas responsáveis pela emissão e recepção dos sinais acústicos. Além dos transdutores com sequência periódica linear dos elementos (*linear arrays*), existem também os matriciais, chamados de *1.5D* e *2D array*, e os multielementos circulares com sequência periódica de anéis, também conhecidos como *annular array* ou anelados (DRINKWATER; WILCOX, 2006), (CASULA et al., 2004), (PAPADAKIS et al., 1999), (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (GALLEGO-JUAREZ, 1989).

A Fig. 1 mostra as configurações mais comuns de transdutores multielementos em função do arranjo e formato das cerâmicas piezelétricas.

Figura 1: Representação esquemática dos formatos dos elementos de transdutores multielementos mais comuns

A Fig. 2 mostra as principais dimensões de um transdutor multielemento linear 1D.

Figura 2: As principais dimensões do transdutor multielemento formado por um array 1D

Por definição, um transdutor *array 1D* é formado por uma sequência linear de cerâmicas cujo arranjo é igual ao da Fig. 2. Assim, as principais medidas do transdutor linear 1D da Fig. 2 dizem respeito as geometrias de sua face e são usadas para representá-lo e modelá-lo. A medida a , é a largura da cerâmica piezelétrica, v é o espaçamento entre as

cerâmicas e d é o passo ou periodicidade das cerâmicas. As medidas da largura Dab e da altura E , definem o tamanho do transdutor. A largura Dab corresponde a sua abertura efetiva, e a altura E , ao comprimento da cerâmica, respectivamente. Além disso, Dab também denota a largura do feixe acústico do transdutor. As equações [1] e [2] representam uma medida prática do passo d e da abertura efetiva Dab do transdutor.

$$d = a + v \quad [1]$$

$$Dab = a + d(N - 1) \quad [2]$$

O potencial dos transdutores de ultrassom multielementos 1D flexíveis na indústria e na medicina

Os tipos de transdutores da Fig. 1 são quase sempre rígidos e não podem ser acoplados diretamente em superfícies curvas. Embora eles não possam ser acoplados diretamente, isto não impede o seu uso em aplicações *NDT*, onde a superfície é não plana possuindo uma curvatura regular comportada, como por exemplo, seções de tubos, pás de turbina, asas de aviões. As adaptações podem ser feitas por meio de lentes acústicas, cunhas/sapatas adaptadoras e membranas, nas quais deverão ser sempre customizadas para cada caso em particular. Em alguns casos, a própria sequência de elementos do transdutor é curvada côncava/convexa para facilitar o contato direto em curvaturas similares as do transdutor. Sendo assim, com os avanços da microeletrônica aliada aos mais variados tipos de transdutores e técnicas de inspeção, atualmente tornou-se possível à inspeção de uma grande variedade de tipos e formatos de peças com diferentes curvaturas ou irregularidades. Mesmo assim, quando não é possível acoplar o transdutor na peça, seja qual for o motivo, uma outra forma de inspeção é usar a água como meio de acoplamento em ensaios por imersão (OLYMPUS, 2012), (HOPKINS; NEAU; LE BER, 2011), (HUNTER; DRINKWATER; WILCOX, 2010), (TREMBLAY et al., 2010), (MAHAUT et al., 2002) e (CASULA et al., 2004). No caso dos transdutores médicos, o acoplamento no tecido mole do corpo humano é muito menos crítico. Para esses transdutores, o contato é feito usando-se apenas um gel acoplador para eliminar a formação de bolhas na interface e casar as impedâncias entre os meios pele/transdutor. Em geral, esses transdutores possuem uma lente acústica convexa, ou

sequência curvada convexa de elementos, desenvolvidas para facilitar o contato e ajudar na focalização do feixe acústico.

De qualquer forma, em ambos os casos o transdutor não pode ser totalmente conformado na superfície curva. No caso dos testes *NDT*, o transdutor precisa ser adaptado a cada nova mudança de cenário, o que demanda tempo, recursos tecnológicos e profissionais altamente qualificados. Para essas aplicações *NDT*, muitas vezes torna-se inviável ficar adaptando um transdutor *array* rígido em novas estruturas a cada mudança de topografia da área a ser inspecionada. Não diferente é que o ocorre na área médica, onde o ideal seria se o transdutor se moldasse ao corpo humano de forma a se acoplar ao tecido sem restrições a mudanças de curvatura a cada novo exame (DAFT, 2010).

Na literatura, já faz um bom tempo que existem textos técnicos e artigos falando sobre o desenvolvimento, fabricação e aplicações de transdutores lineares flexíveis *1D* e *2D* na indústria, mostrando todo o seu potencial em aplicações *NDT*. Mesmo assim, a maior parte dessa literatura é ainda muito recente. O grande conteúdo técnico desse acervo vem sendo disponibilizado pelos próprios fabricantes e se tornaram acessíveis pela *internet*. As publicações mostram inúmeras aplicações *NDT* com transdutores de ultrassom flexíveis dos mais variados tipos e formatos. Os resultados mostram que as imagens obtidas através de acoplamento direto possuem uma qualidade muito superior do que as obtidas por outras técnicas, que usam transdutores rígidos convencionais. Naturalmente, as próprias empresas interessadas passaram a patrocinar a maioria das pesquisas, sejam elas realizadas em universidades ou em centros especializados, nas quais culminaram no aparecimento de versões sofisticadas de protótipos que acabaram sendo divulgados no meio industrial desde a década de 90. Apesar dessa propaganda extensiva, somente agora surgiram versões comerciais atrativas. Fabricantes como a *Imasonic* disponibilizaram no mercado tradutores flexíveis lineares *1D* e matriciais *2D* customizados para inspeção de tubos e superfícies curvas regulares (HOPKINS; NEAU; LE BER, 2011), (DAFT, 2010), (DRINKWATER; WILCOX, 2006), (CASULA et al., 2004), (POGUET; CIORAU, 2002) e (CHATILLON et al., 2000).

Essas versões comerciais recentes de transdutores flexíveis *1D* e *2D*, que aliados aos recentes recursos e inovações da informática e da microeletrônica, se mostram capazes de inspecionar em tempo real objetos com curvaturas complexas. Hoje, até mesmo imagens *3D* de alta resolução dessas estruturas estão se tornando comuns na indústria. Devido a esse

aprimoramento, muitas técnicas de formação de imagens de ultrassom em tempo real são acessíveis hoje. De qualquer forma, as imagens em tempo real, obtidas por transdutores 1D flexíveis, são predominantemente geradas através da técnica de focalização dinâmica, que é um aprimoramento da técnica de varredura setorial “*Phased Array*”, bem conhecida atualmente.

A Fig. 3 mostra alguns exemplos de aplicação para esses tipos de transdutores flexíveis na área industrial. Esses transdutores chamados pelo fabricante de “*smart flexible transducer*” estão se popularizando, e atualmente conseguem atender uma grande variedade de aplicações que demandam por superfícies curvas mais complexas.

Figura 3: Exemplos de transdutores flexíveis NDT industriais comercializados. (a) Matricial 2D e lineares 1D em (b) e (c)

Fonte: Imagens extraídas e adaptadas de: (HOPKINS; NEAU; LE BER, 2011), (CASULA et al., 2004), (DAFT, 2010) e ‘<http://www.imasonic.fr/Industry>’

O transdutor matricial 2D da Fig. 3(a) possui um sofisticado sistema de referenciamento dos elementos cerâmicos em relação a curvatura da peça inspecionada para a correção em tempo real dos atrasos. A sonda possui molas helicoidais para permitir que os elementos do *array* se acoplem na superfície quando a sonda é pressionada manualmente. Esse sistema foi patenteado pelo CEA (Comissão de Energia Atômica, França), e usa sensores

LVDT magnéticos que são bastante precisos na determinação dos deslocamentos das molas. No entanto, o sistema de referenciamento torna o transdutor relativamente grande e adaptá-lo como um transdutor médico semelhante torna-se inviável, já que o médico deve manipulá-lo manualmente e o transdutor não está customizado para isso. O transdutor da figura (a) possui versões que operam entre frequências de 2 a 3,3MHz. A versão de 2MHz para um número 8x8 de elementos, possui um passo de 4x3,5mm e abertura total de 32x28mm. O transdutor linear 1D ajustável da figura (b) foi projetado para ser usado preferencialmente em superfícies cilíndricas (tubos). O transdutor não pode ser usado em curvaturas mais acentuadas (possui um limite de deformação reduzido), e também não conta com um sensor de curvatura. A adaptação desse transdutor para uso médico não é adequada para o paciente, visto que o seu encapsulamento é constituído de um sistema de travamento formado por lâminas metálicas de aço inoxidável, que pode ferir o paciente durante o contato. O transdutor linear 1D da figura (c) foi desenvolvido por Chatillon et al. (2000) e sua versão comercial consegue fazer inspeções em curvaturas irregulares complexas. No entanto, por causa da complexidade do sistema, isso só é possível por meio de ensaios controlados, já que sua montagem não é tão simples, na qual o transdutor deve deslizar na superfície de contato para realizar a varredura. O transdutor possui um perfilômetro constituído de molas helicoidais que pressiona os elementos do *array* contra a superfície para realizar o acoplamento. O *array* possui também sensores *LVDT* para medir o deslocamento dos elementos individualmente, e determinar a topografia da superfície. Esse sistema também foi patenteado pelo *CEA*, e é o responsável pela determinação da posição dos elementos usada na correção dos atrasos em tempo real. O transdutor possui versões que operaram em frequências de 1,5 a 4MHz. Sua versão de 2MHz e 32 elementos possui uma abertura de 45mm e passo de 1,4mm. Adaptar este tipo de transdutor para um cenário médico não é possível, visto que o transdutor é relativamente grande e necessita de uma superfície preparada.

Recentemente, Lane (2014) publicou em seu trabalho o uso de um transdutor flexível para inspeção em componentes/estruturas com curvaturas complexas não acentuadas. O transdutor flexível 1D usado foi fornecido pela *PHOENIX INSPECTION SYSTEMS Lda* (Warrington, UK) no qual possui uma frequência de 5MHz, um número de 64 elementos, uma espessura de 2mm e passo de 1mm. As cerâmicas do *array* são ligadas eletricamente em um circuito flexível de poliimida e depois recobertas com uma fina camada de neoprene para completar seu encapsulamento. Um sensor de curvatura desenvolvido e fabricado pela *LUNA Inc* (Virginia, EUA) foi então incorporado na superfície externa do transdutor através de uma

fita adesiva comum. Esse sensor comercial é constituído de um cabo com quatro fibras ópticas monomodo arrançadas helicoidalmente com uma defasagem de 120°. As fibras tratadas dispõem de um padrão de ranhuras concebido para permitir o máximo de reflexão da onda luminosa dentro do seu núcleo. Um sofisticado sistema de aquisição e tratamento dos dados, torna possível a determinação de uma curvatura complexa através da técnica de reflectometria óptica no domínio da frequência, conhecida como *OFDR (Optical Frequency Domain Reflectometry)*. O cabo óptico faz com que o comprimento de onda da luz transmitida e refletida dentro das fibras dependa da periodicidade das ranhuras. Dessa forma, quando o cabo é curvado, a periodicidade nas fibras é alterada mudando o comprimento de onda da luz refletida. O sistema então, relaciona essa mudança no comprimento de onda do sinal luminoso propagado dentro das fibras ópticas do cabo com a deformação do mesmo, e assim, de maneira indireta, é capaz de determinar a curvatura da superfície, mesmo em tempo real. Esse tipo de construção tornou o transdutor mais compacto e versátil do que os anteriores, de maneira que o mesmo apresenta um grande potencial para ser testado e usado em aplicações médicas também. Contudo, o transdutor além de não possuir as camadas de retaguarda e de acoplamento, também possui um passo grande demais para aplicações médicas. Além disso, o sensor de curvatura, embora muito preciso e versátil, conta com uma inovação ainda recente. Tudo isso, torna o sistema inteiro muito sofisticado e caro para os padrões atuais.

Na área médica, ainda não existem transdutores flexíveis disponibilizados de uma forma mais contundente, embora Corjejo et al. (1998) a bastante tempo atrás tenham publicado em seu trabalho, a fabricação de um *array 2D* com frequência de 1MHz para um limite de deflexão não muito grande (2mm). Esse protótipo de transdutor médico foi desenvolvido e proposto para acelerar o processo de cura de fraturas ósseas. Não obstante, nos dias de hoje, timidamente universidades e fabricantes estão validando, ou mesmo propondo modelos de transdutores flexíveis que ainda estão em fase de pesquisa e não existem versões comerciais (SINGH et al., 2011), (DAFT, 2010), (HUNTER; DRINKWATER; WILCOX, 2010) e (SINGH et al., 2007). Atualmente, consultas na *internet* a fabricantes especializados como a *HITACHI* e a *PHILIPS*, bem como textos e artigos na literatura, mostram que na área médica, os transdutores comerciais para uso externo no corpo humano (intracavitários e abdominais) ainda são sempre rígidos e não sofreram grandes mudanças construtivas (JENSEN, 2007) e (WHITTINGHAM, 2007). Apesar de imagens médicas de várias partes do corpo humano serem muito comuns, o médico ainda deve selecionar e utilizar, de acordo com o tipo específico exame, um tipo de transdutor mais apropriado que foi projetado para essa

finalidade (ANGELSEN, et al., 1995), (WELLS, 1993) e (HUNT; ARDITI, 1983). Dessa forma, a pesquisa e desenvolvimento de novos transdutores flexíveis para uso médico apresentam um grande potencial de aplicações e modalidades não exploradas que demandam por pesquisas mais específicas.

Um grande potencial para o uso de transdutores flexíveis está na biomedicina. Pode-se citar como exemplo, na fonoaudiologia, os testes para obtenção das imagens dos movimentos da língua durante a fala ou na deglutição, seja para fins terapêuticos ou de pesquisa. O uso das técnicas de ultrassonografia na obtenção de imagens dos movimentos da língua não é recente, e tem sido reportados em trabalhos na literatura desde a década de 60, quando era usada como um método alternativo de investigação da produção da fala. Na época, devido à precariedade dos aparelhos eletrônicos, não era possível gerar uma imagem plana dos movimentos da língua, mas apenas um ponto de sua superfície podia ser visualizado por vez. Somente com o avanço tecnológico, tornou-se possível obter a imagem dos contornos da língua (BERTI, 2010), (STONE; DAVIS, 1995). Hoje, tais imagens podem ser obtidas com uma qualidade muito maior, e até mesmo em tempo real. Isso só é possível, graças ao aprimoramento das técnicas de varredura linear e *phased array*. A eletrônica dos transdutores multielementos atuais possuem um processamento digital rápido dos sinais, sendo capaz de produzir sequências de imagem de 30 até 100Hz (ZHARKOVA et al., 2011), (PALO, 2006), (WATKIN, 1999) e (STONE; DAVIS, 1995). A possibilidade de se obter imagem em tempo real motivou o uso da técnica para pesquisas sobre o processo de deglutição em pacientes (STEELE; LIESHOUT, 2009). Existem estudos recentes sendo feitos pela técnica de ultrassom para uma melhor compreensão dos mecanismos dos articuladores associados à ingestão de líquidos e alimentos, por crianças, jovens e idosos (WATKIN, 1999) e (YANG et al., 1997). Uma outra aplicação mais recente do transdutor na pediatria é usar as imagens do movimento da língua para o exame de bebês prematuro (GEDDES et al., 2009) e (MILLER; KANG, 2007). No entanto, não existe ainda um transdutor de ultrassom específico desenvolvido para esses casos. Os transdutores adaptados para essa finalidade são os intracavitários, que são rígidos e compridos. A adaptação desse tipo de transdutor para esse novo cenário, usa aparatos desconfortáveis e o acoplamento do transdutor no corpo humano não é completo. Por esse motivo, várias tentativas de se posicionar e acoplar o transdutor ao paciente torna-se necessário, e não raramente o sistema acaba perdendo sua referência. Todo esse processo é lento e desgastante para o paciente/voluntário. No caso dos testes onde são submetidos jovens e adultos, a foto da Fig. 4(a), adaptada de Stone e Davis (1996), e a foto da

Fig. 4(b), adaptada de Zharkova et al. (2011), mostram que mesmo após quase duas décadas, o sistema ainda é desconfortável para o paciente. O aparato (capacete) é ajustado na cabeça, e o transdutor é posicionado na região que compreende, desde o queixo até o pescoço, próximo à garganta no plano sagital.

Figura 4: Imagem dos aparatos. (a) Modelo experimental antigo. (b) Modelo comercial recente

Fonte: Imagens extraídas e adaptadas de: (a) Stone e Davis (1995) e (b) Zharkova et al. (2011)

Objetivos

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de transdutores de ultrassom multielementos lineares flexíveis com sensor de curvatura para formação de imagens de objetos com superfícies curvas. O transdutor foi desenvolvido visando a formação de imagens para diagnósticos médicos, tais como, a detecção de fraturas em contornos de interfaces ósseas corticais densas, e também, para aplicações em ensaios não destrutivos por ultrassom, visando a inspeção de peças, através de acoplamento acústico por contato direto ou por ensaios de imersão através de acoplamento indireto em tanques de prova com água.

Motivação

A principal aplicação que motivou o tema deste trabalho é o uso de transdutores flexíveis para exames ecográficos de interfaces ósseas. Geralmente, as ecografias obtidas para diferentes tipos de diagnósticos do corpo humano são feitas para detecção de interfaces/lesões em tecidos moles. Ao passar dos anos, esses exames se tornaram bastante populares, a ponto das modalidades de imageamento por ultrassom se firmarem como sendo uma das principais

formas de obtenção de diagnósticos precisos de lesões em órgãos e tecidos moles de pacientes que procuram clínicas e hospitais, locais no qual os aparelhos de ultrassom são muito comuns hoje (JENSEN, 2007) e (WELLS, 1993).

No entanto, a utilização de ecografias de interfaces corticais ósseas humanas não é tão comum. Isto se deve principalmente a problemas relacionados com o alto grau de atenuação dos sinais de ultrassom no osso que impede a detecção de uma lesão ou anomalia na imagem formada. A atenuação é causada pela absorção do ultrassom no tecido duro e ao espalhamento dos ecos, especialmente em meios porosos, quando a estrutura óssea não é densa. No caso do emprego de frequências tidas como mais baixas ($f < 3\text{MHz}$) em interfaces menos profundas, existe ainda o problema do surgimento de sombreamentos nas imagens causados pelas múltiplas reflexões dos ecos refletidos entre as interfaces que reverberam e retornam até o transdutor. Contraditoriamente, é justamente essa natureza altamente reflexiva do sinal de ultrassom entre o osso e o tecido, devido à diferença de impedância entre os dois meios ser grande, que possibilita o seu uso na detecção de fraturas em interface corticais ósseas. Mesmo assim, nos casos em que a fratura não é completa, de modo que não ocorre a separação total da interface cortical, a detecção se torna muito comprometida (BELTRAME, et al., 2012), (CRAIG; JON; BERTON, 1999), (SCHULZ, et al., 1993), (TAVAKOLI; EVANS, 1992) e (EVANS; TAVAKOLI, 1990).

Apesar desses problemas associados à perda de energia e a baixa resolução de imagem, sempre houve o interesse em se usar os sinais de ultrassom na obtenção de diagnósticos de lesões do osso. Sabe-se, que desde sempre, crianças, jovens, adultos e idosos pertencem a um grupo importante de vítimas envolvidas em acidentes domésticos, de trabalho e veiculares. Dessa forma, os acidentados demandam por um pronto atendimento para verificar se houve ou não fraturas ósseas graves. As lesões dos vitimados podem ocorrer em várias partes do corpo, de modo que se faz necessário à determinação do seu grau de gravidade. Um diagnóstico mais rápido e seguro tem então a vantagem de oferecer ao profissional as informações pertinentes para que ele possa escolher a melhor forma de tratamento a se seguida pelo paciente. Por isso, devido a sua portabilidade e por ser um meio de diagnóstico não invasivo a baixo custo, as ultrassonografias de interfaces ósseas desde a um bom tempo vem sendo motivada para se tornar um meio acessível de pronto atendimento dessas vítimas. Apesar disso, na prática, o uso dessa modalidade ainda é vista com desconfiança, o que se configura em um verdadeiro paradigma para os pesquisadores, de

maneira que as radiografias de raios-X ainda são quase exclusivas para esse tipo de pronto atendimento. Naturalmente, em contrapartida a esse cenário, uma das maiores motivações é a de se criar um modelo de protocolo de sistematização de enfermagem para a modalidade, validando-a como forma complementar ou alternativa para os raios-X da radiologia invasiva em muitos dos casos. Além do mais, existe sempre a preocupação de se evitar ao máximo o tempo excessivo de exposição do paciente aos raios ionizantes nocivos dos tomógrafos (CROSS, 2011) e (CHAN, 2009).

Pesquisas recentes mostram que a detecção das fraturas ósseas que ocorrem em várias partes do corpo é possível pelo emprego do ultrassom, porém, os resultados são bem melhores em relação aos ossos maiores, como o fêmur, tíbia, fíbula, patela, costelas e outros similares. Já, fraturas em ossos menores mais superficiais como os das mãos, pés e até da face são mais difíceis de se detectar, mas isso tem também sido possível usando-se transdutores de alta frequência (BELTRAME, et al., 2012), (CROSS, 2011), (NICKSON; RIPPEY, 2011), (WEINBERG; TUNIK, TSUNG, 2010).

Para se ter uma resolução mais satisfatória, recomenda-se usar transdutores com frequências mais altas. Por exemplo, pesquisas demonstram que para a detecção de fraturas ósseas externas do osso, transdutores com frequências de 7 a 12MHz são eficazes, mas desde que haja a separação total das partes na interface cortical mais densa. Esses transdutores linear *array 1D*, tidos como de alta frequência, são suficientes para gerar uma imagem alta resolução sendo capaz de detectar fraturas na ordem de 1mm. Abaixo disso, como no caso de fissuras, o ultrassom praticamente não consegue penetrar as interfaces corticais do osso por causa do alto grau de reflexão, de modo que a detecção não é eficaz (BELTRAME et al., 2012), (WEINBERG; TUNIK, TSUNG, 2010), (CHAN, 2009) e (CROSS, 2009).

Devido ao alto grau de atenuação do sinal de ultrassom nos tecidos, os transdutores de alta frequência sofrem com a perda acentuada de energia do feixe acústico propagado no meio. A constante de atenuação em um tecido mole está na ordem de $\alpha=0,5[\text{dB/cm}]$ e varia com a frequência na ordem de $f^{1,2}$ (HUGHES, 2001). Dessa forma, o seu uso torna-se inviável para a detecção de interfaces ósseas mais profundas, como as do fêmur, por exemplo. Para superar essa deficiência é necessário usar frequências mais baixas ($f<3\text{MHz}$), embora a detecção de fraturas menores não seja possível. Mesmo assim, ultrassom pode ser usado na detecção do contorno do osso para diagnosticar de certos tipos de anomalias, identificar

fraturas maiores na ordem de 3mm, ou mesmo, na calcificação de fraturas durante o tratamento do paciente (BELTRAME et al., 2012), (CROSS, 2011) e (CRAIG; JON; BERTON, 1999).

Por esse motivo, mesmo com uma resolução de imagem menor, os tradutores com frequências mais baixas (2 a 3MHz) deveriam ser mais bem estudados, principalmente em algumas aplicações mais específicas. Especialmente em regiões onde os transdutores de mais alta frequência não conseguiriam uma detecção mais satisfatória dessa interface óssea por causa da atenuação. Sendo assim, uma das motivações deste trabalho foi a de se estudar a viabilidade de se usar transdutores de mais baixa frequência (2,25MHz) para aplicações como essas.

Em relação ao seu uso industrial para aplicações *NDT*, a maior motivação foi a de se desenvolver um transdutor flexível mais versátil para atender aplicações que demandem por peças com geometrias complexas diversas.

Neste trabalho, para compensar a baixa frequência, e como uma forma de se melhorar a resolução da imagem de ultrassom, foi a de usar a técnica *phased array*. A técnica permite diminuir a largura do feixe acústico e aumentar a amplitude de energia acústica na região de detecção da interface óssea, melhorando-se, assim, a resolução da imagem. A técnica *STA* também foi considerada e proposta por ser reconhecida como forma alternativa de se aumentara resolução de uma imagem de ultrassom (HOLMES, DRINKWATER, WILCOX, 2008), (JENSEN et al., 2006) e (LANGENBERG et al., 1986).

Na literatura existem métodos baseados em técnicas complexas no processamento do próprio sinal de ultrassom para se estimar a topografia da superfície curva, sem usar sensores para isso. Ainda sim, o método não é tão eficiente se não houver um conhecimento prévio da geometria do componente, do meio de propagação e da espessura da parede de fundo, para se calibrar a posição correta dos refletores e corrigir as distorções nos sinais capturados, devido às refrações sofridas pelo ultrassom por causa das curvaturas do material investigado (LANE, 2014), (SINGH et al., 2011), (KOBAYASHI; JEN; LÉVESQUE, 2006) e (CHATILLON et al., 2000).

Para tornar a execução dos ensaios/exames mais simples, optou-se nesse trabalho por projetar sensores embarcados dentro da estrutura dos protótipos de transdutores propostos. Os sensores foram desenvolvidos para auxiliarem na obtenção das leis de atraso para o correto direcionamento e focalização do feixe acústico. Essa correção nos atrasos permite a obtenção de uma imagem com melhor qualidade, e sendo assim, a fabricação desses sensores também serviu de motivação para esse trabalho. Portanto, todas essas necessidades motivaram a pesquisa e o desenvolvimento tecnológico de um novo tipo de transdutor de ultrassom flexível para uso médico, a fim de tornar o exame de ultrassom mais simples e confortável, contribuindo-se, assim, para a uma melhoria da dinâmica do processo.

Na falta de um modelo mais apropriado, construiu-se então um *phantom* simulando uma interface óssea mais profunda. O *phantom* serviu para se testar o desempenho do transdutor.

Por fim, a maior motivação deste trabalho foi a desenvolver e conceber um transdutor flexível que possa contribuir para tornar os exames mais rápidos e confortáveis para o paciente. Assim, o transdutor flexível foi desenvolvido para ser acoplado e conformado nas regiões do corpo humano para facilitar o exame.

Organização do Trabalho

No **Capítulo1** foram expostos os conceitos básicos de fabricação de um transdutor monoelemento e, de forma generalizada, uma explanação sobre os aspectos constitutivos de transdutores multielementos linear 1D rígidos e flexíveis. No **Capítulo2** estão os campos de pressão acústica simulados para um feixe acústico defletido/focalizado emitido pelo *array*. As simulações foram feitas a partir do modelo teórico de fonte pontuais discretas, que considera apenas a propagação de ondas contínuas no meio. Derivados do modelo teórico de fontes discretas foram apresentados as funções de derivitividade usadas na determinação dos parâmetros dimensionais do transdutor. O **Capítulo2** apresenta também uma breve introdução sobre as influências dos parâmetros dimensionais na geração do *crosstalk* mecânico, e do aparecimento de ruídos na imagem por causa de interferências elétricas oriundas do *crosstalk* elétrico. No mesmo capítulo, está também, de forma resumida, uma apresentação das técnicas *phased array* e *STA*. As técnicas foram usadas na excitação/recepção dos pulsos para a geração das imagens de ultrassom obtidas pelos protótipos de transdutores do trabalho. No

Capítulo3, foram simulados, a partir dos modelos previamente discutidos, os campos de pressão acústica para determinar a resolução lateral do transdutor TR4, quando o mesmo é curvado sobre um cilindro com raio de curvatura conhecido. Para facilitar o entendimento do texto e não tornar a leitura cansativa, neste trabalho, optou-se por dividir os conteúdos de materiais e métodos em capítulos diferentes. Assim sendo, no **Capítulo4**, em uma primeira parte, está uma descrição do tipo de cerâmica usada, bem como os métodos e materiais usados na preparação/fabricação/caracterização das amostras de materiais empregadas na fabricação das camadas de cobertura dos protótipos de transdutores. No **Capítulo5**, na segunda parte, estão os processos de fabricação/calibração dos sensores de curvatura S1 e S2 e a construção dos *phantoms* P1 e P2. Na terceira parte, no **Capítulo6**, estão os processos de fabricação dos protótipos de transdutores, de TR1 a TR4. Seguindo-se o roteiro, no **Capítulo7**, está a primeira parte do conteúdo de resultados experimentais alcançados. Nesse capítulo, estão a caracterização das amostras de cerâmicas de 1MHz e 2,25MHz cortada com as mesmas dimensões dos elementos do *array*. Os protótipos também foram caracterizados de acordo com os valores parametrizados obtidos a partir dos sinais pulsados na água. No **Capítulo8**, na segunda parte do conteúdo de resultados experimentais, estão as imagens de ultrassom obtidas dos protótipos testados. Por fim, no **Capítulo9**, estão, uma discussão sobre os resultados experimentais obtidos, as conclusões finais do trabalho e os temas/sugestões para trabalhos futuros. Adicionalmente, no **Apêndice A**, está uma descrição da metodologia dos cálculos usada na caracterização dos pulsos do transdutor. No **Apêndice B**, estão descritos os modelos teóricos usados para dimensionar/medir/caracterizar as amostras de materiais usadas no trabalho para a fabricação dos transdutores e dos *phantoms*.

CAPÍTULO 1

1- Fabricação de transdutores rígidos e flexíveis

1.1- Aspectos construtivos de transdutores rígidos monoelemento e multielemento linear 1D

1.1.1- Materiais piezelétricos

O componente mais importante do transdutor é o material piezelétrico. No caso dos transdutores pulso-eco monoelementos e multielementos do tipo *arrays 1D*, esse material é geralmente formado por uma cerâmica piezelétrica sinterizada. O material é o responsável pela conversão de energia elétrica em energia mecânica, pelo efeito piezelétrico direto. Analogamente, do modo inverso, pela conversão de energia mecânica em energia elétrica através do efeito piezelétrico indireto. Dessa forma, a cerâmica deve vibrar em seu modo de espessura fundamental graças aos efeitos piezelétricos, direto e indireto, que por sua vez são os responsáveis pela emissão e recepção dos sinais acústicos no meio de propagação a ser investigado pelo transdutor (PAPADAKIS et al., 1999) e (GALLEGO-JUAREZ, 1989).

A especificação do material piezelétrico depende da aplicação do transdutor. Sendo assim, todas as características e as propriedades físicas, mecânicas e piezelétricas da cerâmica se tornam importantes. Para aplicações de transdutores de ultrassom como emissores, busca-se uma maior eficiência na transmissão. Já para os receptores, há a necessidade de uma maior sensibilidade. No caso de aplicações pulso-eco para a geração de imagens, como é o caso dos transdutores do tipo *linear array*, os dois fatores são preponderantes. Nesse caso, a cerâmica deve operar nos dois modos de conversão de energia. Na emissão, quando se aplica um pulso elétrico senoidal, por exemplo, ela deve vibrar e emitir ondas acústicas pulsadas na mesma frequência do sinal elétrico. Ao passo que as ondas ultrassônicas refletidas pelos obstáculos dentro do meio, por causa da diferença de impedância acústica entre eles, vibram na mesma banda de frequência do transdutor e voltam até a cerâmica, produzindo-se, assim, os sinais elétricos. Tanto as informações sobre os tempos de voo do ultrassom refletidos pelos obstáculos quanto as amplitudes dos sinais são processadas eletronicamente para se poder

formar a imagem (SHUNG; CANNATA; ZHOU, 2007), (PAPADAKIS et al., 1999), (GALLEGO-JUAREZ, 1989) e (SMITH, 1989).

Mesmo que exista uma série de materiais piezelétricos cerâmicos, monocristalinos e até polímeros piezelétricos, o tipo mais comum de material empregado em aplicações pulso-eco, na indústria e na medicina, são as famílias de cerâmicas *PZT* (Titanato Zirconato de Chumbo). Cada cerâmica de *PZT* possui suas próprias características e peculiaridades podendo abranger inúmeras aplicações. Os piezocompósitos são também muito comuns, geralmente são os bifásicos formados por uma fase de cerâmica piezelétrica, quase sempre o *PZT*, e uma fase polimérica, por exemplo, uma resina epóxi. O compósito ajuda a diminuir a impedância acústica da cerâmica, facilitando o acoplamento em água, e a isolar os modos laterais acoplados ao modo de espessura. Isolar os modos laterais ajuda a aumentar a largura de banda do pulso e seu fator de acoplamento eletromecânico, fatores estes que contribuem para uma melhora na qualidade dos sinais dos pulsos. No entanto, a sensibilidade do sinal diminui. A fabricação de um compósito altera também outras propriedades e características da cerâmica, o que pode ser vantajoso ou não, dependendo do tipo de aplicação (FERROPERM, 2013), (SHUNG; CANNATA; ZHOU, 2007) e (PAPADAKIS et al., 1999).

Em especial, um compósito bifásico é representado por dois números separados por um traço, onde o primeiro número representa a conectividade da fase da cerâmica piezelétrica, e o segundo número representa a conectividade do polímero. A conectividade define o número de direções em que cada fase é contínua, quando o material que constitui a fase consegue atravessar o compósito até chegar a outra face sem sofrer interrupções. Os compósitos bifásicos mais comuns, mostrados na Fig. 1.1, são os com conectividade 0-3, 1-3 e 2-2, e dentre eles, os mais conhecidos são os compósitos com conectividade 2-2 e com a conectividade 1-3, que são também os mais disponibilizados comercialmente (SHUNG; CANNATA; ZHOU, 2007), (SMITH, 1991) e (SMITH, 1986).

Figura 1.1: Representação esquemática dos compósitos com conectividade 0-3, 2-2 e 1-3

1.1.2- Transdutor monoelemento

Para se entender melhor os aspectos de construção e fabricação do transdutor *linear array 1D*, toma-se como referência o tipo mais simples de transdutor de ultrassom usado em aplicações pulso-eco, que é o transdutor de um único elemento, ou simplesmente, transdutor monoelemento. Na Fig. 1.2 está uma representação esquemática com as partes constitutivas mais importantes desse tipo de transdutor

Figura 1.2: Aspectos de construção de um transdutor monoelemento

A cerâmica piezelétrica da Fig. 1.2 possui as faces recobertas com uma camada muito fina de material condutor, geralmente formada pela deposição de prata ou ouro, formando os eletrodos de cobertura da cerâmica. Dois terminais, um de sinal e outro de terra são ligados nos eletrodos da cerâmica. Os eletrodos são os responsáveis pela excitação da cerâmica, tanto na emissão dos sinais de ultrassom como na recepção dos ecos refletidos. Uma camada de retaguarda com impedância acústica próxima a da cerâmica é adicionada na face do eletrodo de sinal da cerâmica para casar as impedâncias acústicas entre esses materiais e ajudar na atenuação das ondas que se propagam para traz, onde se espera que elas sejam amortecidas até um patamar onde não interfira nos sinais propagados no meio. Essa perda mecânica amortece o pulso emitido diminuindo sua duração (número de oscilações) tornando-o mais estreito. Um pulso mais estreito com menor duração ajuda a aumentar a largura de banda em frequência do transdutor, o que é vantajoso em aplicações pulso-eco na geração de imagens médicas, pois, aumenta sensivelmente a resoluções axial e longitudinal da imagem pelo aumento da frequência de amostragem empregada. No entanto, essas perdas também

diminuem a quantidade de energia acústica transmitida no meio (sensibilidade). Consequentemente, a profundidade de penetração do ultrassom no meio inspecionado diminui também. Mesmo sendo, a capacidade de detecção do ultrassom dependente de λ e f , o sinal pode ser atenuado em uma distância menor do que a profundidade desejada, de modo a não haver mais energia suficiente refletida pelos obstáculos que possa ser recebida pelo transdutor. Dessa forma, dependendo da aplicação, a impedância acústica e a espessura da camada de retaguarda são determinadas pelo nível de atenuação requerido para o sinal de ultrassom emitido (GALLEGO-JUAREZ, 1989) e (PAPADAKIS et al., 1999).

Para se obter o máximo de energia na transmissão do ultrassom da cerâmica para o meio, uma camada de acoplamento de impedância acústica é colocada na face do eletrodo de terra da cerâmica. Além de casar a impedância acústica da cerâmica com a do meio de propagação, essa camada frontal forma a face externa do transdutor que serve de proteção. A espessura ótima para esse casamento de impedância é obtida pelo dimensionamento da camada de modo que sua espessura atinja $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda desejado. Para transdutores de contato, a camada de casamento é feita de um material que tem uma impedância acústica igual a média geométrica entre as impedâncias acústicas da cerâmica e do material do meio de propagação, e no caso transdutores de imersão, a média geométrica é entre a cerâmica e a água. Na Seção B1 do Apêndice B está presente uma descrição mais completa sobre o dimensionamento dessas camadas.

Alguns transdutores possuem adicionalmente uma lente acústica para ajudar na focalização do feixe acústico. Para finalizar, o transdutor da Fig. 1.2 recebe uma carcaça de metal ou de plástico para a isolamento elétrica e a proteção mecânica de todo o sistema (PAPADAKIS et al., 1999), (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (GALLEGO-JUAREZ, 1989).

1.1.3- Transdutor multielemento linear 1D

Todos os aspectos constitutivos do transdutor monoelemento da Fig. 1.2 servem para descrever o princípio de funcionamento do elemento individual que compões a sequência de elementos de um transdutor multielemento. Em particular, o *linear array 1D* é constituído de um conjunto de elementos (de 64 a 1028 elementos) espaçados em linha. Cada elemento da sequência deve ser independente e capaz de gerar uma forma de onda arbitrária e de receber os sinais dos ecos refletidos pelo alvo a ser investigado (DRINKWATER; WILCOX, 2006).

Sendo assim, o sinal gerado e recebido pelo *array* é a soma das contribuições de cada elemento da sequência, que deve ser tratado como um transdutor monoelemento separadamente. Todos os elementos do transdutor devem ter o mesmo padrão para que o sinal da sequência seja homogêneo. Com relação ao transdutor monoelemento, o multielemento é capaz de realizar varreduras sem a necessidade de se movimentar mecanicamente o transdutor por meio de dispositivos. Essa característica permite gerar, em tempo real, imagens no modo-B da estrutura interna de um corpo de prova ou tecidos/órgãos do corpo humano (HUANG; QUE; JIN, 2004), (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (PAPADAKIS et al., 1999).

1.2- Aspectos de construção e fabricação de transdutores multielemento flexíveis

Atualmente o maior desafio encontrado no desenvolvimento de transdutores flexíveis para aplicações pulso-eco na obtenção de imagens por ultrassom é a obtenção de um material piezelétrico flexível, cujas propriedades sejam satisfatórias em relação as cerâmicas rígidas. No caso de se usar uma cerâmica rígida é importante ressaltar que existe sempre um limite de curvatura e irregularidades que o transdutor não pode atingir por motivos técnicos que serão esclarecidos mais adiante. Apesar do conceito aplicado a superfícies curvas seja bem amplo e se aplique a uma infinidade de topografias, o presente trabalho vai dar importância apenas a superfícies curvas regulares não acentuadas como as da Fig. 1.3(a) e (b), embora a Fig. 1.3(c) mostre uma possível mudança de curvatura de superfície côncava para convexa que o transdutor deverá também suportar. Portanto, os protótipos de transdutores flexíveis propostos neste trabalho foram projetados para serem deformados a se acoplarem a uma mudança suave de relevo compatível com sua abertura *Dab*. Em casos práticos, o transdutor pode ser acoplado em diferentes regiões do abdômen e membros do copo humano, para obtenção de imagens médicas, assim como para fins terapêuticos. No caso de peças mecânicas, para ser acoplado em seções de tubos, pás e fuselagens. O menor tamanho para o diâmetro de curvatura previsto para o transdutor desse trabalho é de 40mm.

Figura 1.3: Representação de superfícies com curvaturas regulares suaves

Desde sempre, a maior limitação para a construção desse tipo de transdutor é sua resistência mecânica, pois, o material piezelétrico ideal indicado para essas aplicações é quase sempre cerâmico. As cerâmicas piezelétricas são materiais duros e frágeis não suportando deflexões que excedam seu limite elástico, e quando isso ocorre, a cerâmica fratura. Uma alternativa comumente usada é a de se combinar a rigidez da cerâmica com a flexibilidade de um polímero flexível resistente à fadiga. Materiais como borrachas de silicone/poliuretanos e certos tipos de resina epóxi podem atender esse quesito.

A Fig 1.4. mostra uma ilustração de como fica a estrutura compósita de um transdutor multielemento flexível 1D usando uma sequência de cerâmicas rígidas.

Figura 1.4: Representação esquemática da fase flexível do transdutor

É importante observar que as cerâmicas rígidas dos elementos são incorporadas dentro de uma matriz flexível e não podem sofrer flexão na direção do seu comprimento, marcada pelo do eixo y da figura. Sendo assim, transdutores deste tipo só podem sofrer deformações em um único plano normal ao eixo y . No caso dos transdutores flexíveis com sequência de elementos no formato matricial 2D, essa restrição não existe para seu limite de deformação, e assim, o transdutor poderá sofrer deformações no espaço (eixos x e y e z simultaneamente). No caso dos *arrays* lineares 1D, embora essa limitação restrinja o seu uso em superfícies com curvaturas em dois planos simultâneos, isso não impede que o transdutor seja usado na geração de imagens no modo-B pulsado, onde a curvatura ocorre em um único plano, tendo em mente que a imagem é formada em seções paralelas ao plano azimutal de deformação.

Dessa forma, os transdutores flexíveis 1D são fabricados com essa concepção. Assim, os espaçamentos entre as cerâmicas são preenchidos por uma fase de polímero flexível. A matriz compósita permite então que o transdutor sofra deformação quando acoplado a uma superfície com curvatura em um único plano. No entanto, ainda existem problemas que surgem devido a um grau excessivo de deformação que pode eventualmente ocorrer durante o acoplamento. Um deles é o de delaminação, onde a cerâmica, após um certo ciclo acentuado de deformações da matriz flexível se desprende do polímero. Quando isso ocorre, a cerâmica e fica solta e suscetível à falhas, como fraturas ou perda dos contatos dos sinais por causa do rompimento dos cabos. Outro problema que surge é o de aparecimento de trincas quando o transdutor não é manuseado adequadamente, e o limite de deformação da cerâmica frágil é excedido. Apesar de todos esses problemas técnicos, Bowen et al. (2008) usaram esse princípio, e fabricaram um transdutor flexível de 3MHz deformável em um único plano, mas eficiente para medir defeitos em seções tubulares.

Uma maneira de suprir os problemas relacionados a rigidez e fragilidade da cerâmica, seria o de propor uma mudança lógica de um material piezelétrico rígido por um macio flexível. Uma alternativa seria então a substituição das cerâmicas por polímeros piezelétricos flexíveis.

Do ponto de vista mecânico, o uso de polímeros flexíveis para a obtenção de uma matriz mais resistente à fadiga e deformável nos três planos é muito atrativa, haja vista a possibilidade de se acoplar o transdutor em diversos tipos de topografias com curvaturas mais acentuadas. Os piezopolímeros do tipo *PVDF* tem essa característica além de serem acessíveis e baratos. O *PVDF* pode ser facilmente fabricado com espessuras finas na ordem de 50µm, e apresentam a vantagem de possuírem um baixo fator de acoplamento lateral, o que ajuda na supressão dos modos laterais parasitas, dando ao material, características de banda larga. Além disso, o material também possui uma impedância acústica bem mais baixa, o que facilita o seu acoplamento acústico em água, tornando o material atrativo para aplicações biomédicas por esse motivo. Porém, apesar de serem materiais tidos como bons receptores, do ponto de vista do transdutor, essa alternativa esbarra na eficiência do piezopolímero em relação as cerâmicas piezelétricas mais usadas em aplicações pulso-eco. Os piezopolímeros são materiais classificados como não sendo bons emissores de sinais acústicos, por possuírem um baixo fator de acoplamento acústico no modo de espessura por causa de sua baixa constante dielétrica.

Todas essas limitações desencorajam o uso dos piezopolímeros em aplicações pulso-eco na geração de imagens por ultrassom, seja em ensaios *NDT* ou na área da biomédica. Por isso, o seu uso industrial e médico é muito mais restrito aos hidrofones (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (PWEL; HAYWARD, 1996a e b).

Uma outra forma muito mais interessante é o emprego direto dos chamados piezocompósitos, cujas propriedades acústicas e mecânicas apresentam vantagens em relação a cerâmica pura em aplicações pulso-eco (SMITH, 1991). Mais especificamente, no caso dos transdutores flexíveis, os piezocompósitos 1-3 e 0-3 ajudam a formar uma estrutura deformável no espaço, que combina bem as propriedades piezelétricas das cerâmicas rígidas com a flexibilidade do polímero flexível escolhido para embeber a cerâmica (HARVEY et al., 2009) e (CORNEJO et al., 1998). Os piezocompósitos com conectividade 1-3, 2-2 e 0-3 são bem conhecidos atualmente (SHUNG; CANNATA; ZHOU, 2007), mas não consideram a flexibilidade do compósito como um material a ser usado em aplicações com transdutores flexíveis. Mesmo assim, Pwel e Hayward (1996a e b) usaram esse princípio para propor a fabricação de um transdutor multielemento flexível. Os autores fizeram também uma ponderação a respeito de que os piezocompósitos 0-3 pesquisados, possuem sensibilidade tão baixa quanto as dos piezopolímeros conhecidos. E também, que os pilares de cerâmica do piezocompósito 1-3 embebidos na matriz flexível, estão sujeitos aos mesmos problemas de delaminação e de sofrer trincas. Desse jeito, o uso de piezocompósitos flexíveis para esse tipo de aplicação requer um estudo mais profundo que mostre o comportamento mecânico da estrutura após vários ciclos de deformação.

CAPÍTULO 2

2-Dimensionamento do Transdutor multielemento linear 1D

2.1- Modelo matemático simplificado usado na geração do feixe acústico do transdutor multielemento linear

Obter um transdutor operando dentro das especificações depende de um amplo conhecimento sobre as propriedades mecânicas, físicas e acústicas do meio a ser inspecionado pelo ultrassom. Sem essa compreensão, o transdutor pode funcionar de forma inadequada e toda a informação obtida é comprometida. No caso dos transdutores aplicados na área biomédica, os meios de propagação das ondas acústicas a serem diagnosticados são órgãos, tecidos, músculos e outras estruturas, que são bem diferentes dos materiais dos corpos de teste em ensaios *NDT*, geralmente metais. Ou seja, embora os transdutores da área médica sejam bem parecidos aos da indústria do ponto de vista constitutivo, eles são bem diferentes no que se refere ao tipo de aplicação e cada um possui suas especificações. Por isso, é necessária uma parametrização das variáveis que influenciam o comportamento das ondas acústicas emitidas pelo transdutor.

Além das propriedades mecânicas e piezelétricas da cerâmica e das propriedades dos materiais das camadas de retaguarda e de casamento de impedância, que são um caso a parte, as dimensões do transdutor e da cerâmica também devem ser otimizadas. Muitas vezes, por questões de custo, tamanho ou de fabricação não é possível otimizar o transdutor completamente, e um compromisso de relação entre custo/benefício deve ser assumido.

Os parâmetros geométricos usados na otimização do transdutor são: N , a , d e D além das variáveis de entrada, λ e $c=\lambda f$ que dependem do meio a ser inspecionado ou diagnosticado. Devido à complexidade matemática da análise, nem sempre é possível se obter expressões analíticas para se estudar a influência de um parâmetro individualmente. Muitas vezes, para se avaliar a influência de um determinado parâmetro no comportamento das ondas acústicas propagadas no meio, é melhor simular o feixe acústico. Essa estratégia é bem sucedida na falta de modelos matemáticos que possam ser empregados (LEE; CHOI, 2000) e (WOOH; SHI, 1999a).

Se pensarmos que um transdutor linear multielemento é um conjunto de piezocerâmicas retangulares equidistantes com periodicidade d , arranjadas linearmente, podemos obter o campo acústico do transdutor como sendo a soma das contribuições individuais de cada elemento da sequência. Isso é possível se usarmos o princípio de *Huygens* e impormos ao modelo hipóteses simplificadoras. Uma primeira simplificação diz respeito ao formato dos elementos do transdutor, que passa a ser considerado como sendo um pilar retangular rígido com face emissora perfeitamente plana e comprimento infinito. Essa superfície possui então infinitas fontes pontuais emitindo ondas acústicas com mesma fase e amplitude.

Admitindo-se que o campo acústico do transdutor é gerado pelas sobreposições dos campos elementares emitidos no modo de espessura das cerâmicas, e empregando-se os tempos de atraso (leis de atraso) usado na emissão das ondas pelos elementos é possível simular a deflexão e/ou focalização do feixe acústico (WOOH; SHI, 1999a e b) e (WOOH; SHI, 1998).

Figura 2.1: Representação de uma onda esférica emitida pela fonte pontual

Se for considerado que o comprimento do elemento da Fig. 2.2 é infinito, o elemento pode ser considerado como sendo um conjunto de linhas emissoras, e o modelo produz campos que não dependem da direção y . As ondas emitidas pelas infinitas fontes, distribuídas no comprimento de cada linha geram uma onda cilíndrica com raio r comprimento E infinito, que se propaga radialmente na direção de z , e perpendicularmente ao plano da face do elemento (CLAY et al., 1999) e (VON RAMM; SMITH, 1983).

Figura 2.2: Onda cilíndrica emitida pelo elemento retangular com tamanho $E \times a$

Se admitirmos as condições de simetria do problema e tomarmos apenas as fontes pontuais emisoras na linha marcada com P_0 , no eixo x , que se propagam para frente e na direção de z , podemos dizer que cada elemento n emite apenas uma onda semicircular de raio r crescente, quando a mesma se propaga no plano azimutal xz de interesse. Essa simplificação leva em conta que o transdutor linear multielemento $1D$ gera imagens bidimensionais de seções planas perpendiculares a sua face, onde o comprimento E do elemento é assumido como sendo muito maior que sua largura a (WOOH; SHI, 1999a) e (VON RAMM; SMITH, 1983).

Para calcularmos o campo acústico do transdutor, primeiro é necessário obtermos uma expressão para o cálculo da pressão acústica P_{rf} gerada pelas ondas irradiadas pela fonte linear. Se levarmos em conta todas as simplificações anteriores, obtemos a pressão P_{rf} a partir da Eq.[2.1], que considera que as ondas emitidas se propagam radialmente na direção z .

A Eq.[2.1] está expressa em coordenadas cilíndricas, onde r é o raio medido do ponto P_i em relação ao ponto de origem P_0 da fonte emissora, de forma que P_{rf} é função de r e do tempo t , como mostra a Fig 2.3 (HUANG; QUE; JIN, 2004), (LEE; CHOI, 2000) e (WOOH; SHI, 1999a).

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial P_{rf}}{\partial r} \right) = \frac{r}{c^2} \left(\frac{\partial^2 P_{rf}}{\partial t^2} \right) \quad [2.1]$$

Figura 2.3: Ondas semicirculares emitida pela fonte em P_0 propagando-se na direção de z e representada nos instantes de tempo $t=t_0$ e $t=t_1$

A solução geral da Eq.[2.1], dada pela Eq. [2.3], para uma excitação harmônica da fonte pontual não é trivial, mas pode ser resolvida incorporando-se a função de *Hankel*, mais especificamente a do segundo tipo H^{2nd} (para altos valores de kr , vale a Eq.[2.2]), já que estamos apenas considerando ondas divergentes na simplificação (WOOH; SHI, 1999a e b).

$$H^{2nd} \approx \left(\sqrt{2 / \pi kr} \right) e^{-i(kr - \pi / 4)} \quad [2.2]$$

$$P_{rfi} = AH^{2nd}(kr) = \left(\sqrt{A_W / r} \right) e^{i(\omega t - kr)} \quad [2.3]$$

As constantes A e, $k=\omega/c$, das equações [2.2] e [2.3], são respectivamente: a constante de amplitude da onda e o número de onda. A_W é uma função da constante de amplitude que depende de k e pode ser obtida manipulando-se os membros das equações [2.2] e [2.3] (WOOH; SHI, 1999a).

A Eq. [2.3] denota o cálculo da pressão acústica no plano xz gerada por uma única fonte linear. Para calcularmos o campo gerado pelas contribuições das fontes lineares equidistantes distribuídas ao longo do eixo x na largura a de um elemento n qualquer da sequência é necessária uma discretização do problema. Essa discretização é feita simplificando o tamanho do elemento bidimensional retangular Exa para um elemento unidimensional com comprimento a apenas, dado que $E \gg a$. Na Fig. 2.4(a) está uma representação de um elemento n do transdutor com largura a e elevação E discretizado por fontes lineares com largura dx distribuídas em x . A Fig. 2.4(b) mostra o elemento unidimensional simplificado por uma linha de comprimento a marcada no centro $E/2$ da face do elemento Exa da Fig. 2.4(a). Dessa forma, r se torna a distância do centro $a/2$ do elemento

até um ponto qualquer P_i no plano azimutal xz e R_C o raio da distância do ponto P_i em relação às fontes distribuídas em dx (HUANG; QUE; JIN, 2004), (WOOH; SHI, 1998).

Figura 2.4: (a) Representação do elemento n no espaço e (b) simplificação do elemento com largura a representado por uma linha finita a com infinitas fontes dx distribuídas em x

Admitindo que o elemento unidimensional simplificado possui tamanho a e infinitas fontes P_{rfi} distribuídas em dx , podemos extrapolar e dizer que o número de contribuições em a é infinito e o problema passa a ser contínuo (HUANG; QUE; JIN, 2004). O campo de pressão acústica pode ser então obtido pela integral definida da Eq [2.4].

$$P_{rel} = \int_0^a (P_{rfi}) dx = \int_0^a \sqrt{A_W / R_C} e^{i(\omega t - kR_C)} dx \quad [2.4]$$

Visto que, a integral de P_{rfi} não depende de diretamente x , uma mudança de variável é necessária para a posição da fonte. Essa mudança de variável pode ser feita substituindo-se r por R_C . O valor de R_C dado pela Eq. [2.5] é facilmente encontrado por semelhança de triângulos retângulos da Fig. 2.4(b) e posteriormente aplicando-se relações trigonométricas simples.

$$R_C = \sqrt{r^2 + x^2 - 2rx \sin(\theta)} \quad [2.5]$$

No entanto, a substituição direta do valor de R_C da Eq. [2.5] na Eq.[2.4] não fornece uma relação linear mais simples que possa ser integrada diretamente, pois x depende do radical de segunda ordem. Uma alternativa é o emprego da Eq.[2.6] simplificada que é alcançada expandindo-se a função de R_C em uma série de *Taylor* e depois aproximando-se o

valor de R_C , para a condição $r \gg x$, para todo o intervalo de $0 \leq x \leq a$ do elemento unidimensional com tamanho a (HUANG; QUE; JIN, 2004), (AZAR; SHI; WOOH, 2000).

$$R_C \approx r - x \sin(\theta) \quad [2.6]$$

A pressão acústica $P_{rel(n)}$ irradiada pelo elemento unidimensional n com tamanho a , dada pela Eq. [2.7], é obtida substituindo-se o valor de R_C da Eq.[2.6] na Eq.[2.4] e calculando-se a integral definida.

$$P_{rel(n)}(r, \theta, t) = \sqrt{A_W / r} \frac{\sin\left\{\frac{k a \sin(\theta)}{2}\right\}}{\frac{k a \sin(\theta)}{2}} e^{-i\left[\frac{k a \sin(\theta)}{2} + \omega t - k r\right]} \quad [2.7]$$

A Eq. [2.7] nos dá o valor da pressão acústica irradiada ao longo do eixo z pelo elemento individual n . Para os n elementos da sequência (*array*), e de acordo com o princípio de *Huygens*, o campo acústico irradiado pelo transdutor multielemento linear é dado pela sobreposição dos campos acústicos irradiados por todos os elementos da sequência. Uma vez que o número de elementos reais de um transdutor é finito, a soma das contribuições das pressões acústicas de $P_{rel(n)}$ de cada elemento pode ser aproximada por um somatório

simples $\sum_{n=0}^N P_{rel(n)}$. Como pode ser visto, essa nova suposição implica em uma nova

discretização do problema em relação ao número N de elementos. Adicionalmente, se dividirmos cada elemento n da sequência, com tamanho a , em M partes, o campo acústico $P_{rt(nm)}$ do transdutor passa a ser composto pela sobreposição das ondas irradiadas pelos elementos divididos em m partes. Dessa forma, o campo acústico do transdutor $P_{rt(nm)}$, dado pelo somatório simples das contribuições dos subelementos com ponto de origem em P_{nm} , se

torna $\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M P_{rel(nm)}$.

A Fig. 2.5(a) mostra uma representação de um transdutor multielemento com sequência de $N=7$ elementos. Cada elemento n é dividido em $M=5$ subelementos com tamanho a/M . Nessa aproximação, cada subelemento passa a ser um emissor individual do elemento n da sequência, como mostra a Fig. 2.5(b). A simulação dos campos de pressão

acústica P_{rt} discretizada com os M subelementos ajuda na geração de uma imagem simulada menos distorcida do feixe acústico (WOOH; SHI, 1999b). Neste trabalho, um número M adequado de discretizações foi usado nas simulações.

Figura 2.5: (a) Transdutor com n elementos retangulares de tamanho Exa , e (b) representação do subelemento com tamanho a/M

Sendo assim, o campo acústico do transdutor $P_{rt}(r_{nm}, \theta, t_{nm})$ com $n=0,1,2,...,N$ elementos dividido e $m=0,1,2,...,M$ subelementos é obtido pelo somatório da Eq.[2.8].

$$P_{rt}(r_{nm}, \theta, t_{nm}) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \sqrt{A_W / r_{nm}} \frac{\text{sen}\left\{\frac{k a \text{sen}(\theta)}{2}\right\}}{\frac{k a \text{sen}(\theta)}{2}} e^{-i\left[\frac{k a \text{sen}(\theta)}{2} + \alpha r_{nm} - k r_{nm}\right]} \quad [2.8]$$

A Fig. 2.6 mostra uma simulação dos campos de pressão acústica irradiado pelo transdutor para um tempo arbitrário t onde é possível observar o formato do feixe acústico destacado na imagem na região onde as amplitudes de $P_{rt}(t)$ são maiores.

Figura 2.6: Perfil do feixe acústico formado pela propagação das ondas de ultrassom contínuas no meio com $c=6400\text{m/s}$ e transdutor com $f=0,5\text{MHz}$, $N=16$, $d=0,5\lambda$ e $a=0,9d$

2.2- Deflexão e focalização do feixe acústico

2.2.1- Tecnologia *Phased Array*

A Fig. 2.7 mostra esquematicamente a abertura D do transdutor linear 1D e as larguras do feixe acústico no plano lateral/azimutal e no plano de elevação.

Figura 2.7: Representação esquemática de um feixe acústico com foco natural e transdutor com N elementos divididos por M fontes pontuais

O feixe acústico representativo da Fig. 2.7 segue os princípios descritos na Seção 2.1 deste capítulo, aonde foram simulados os campos de pressão acústica no plano azimutal xz para um tempo arbitrário $t_{nm}=T_0$. Seguindo-se os mesmos princípios e impondo-se aos N elementos da sequência, leis de atraso apropriadas, torna-se possível defletir e focalizar simultaneamente o feixe acústico em diferentes ângulos e profundidades. Essa estratégia, que podemos chamar de tecnologia “*Phased Array*”, surgiu na década 60 e baseou-se nos mesmos princípios das antenas de radares, sendo adaptada para a área médica. Sommer (1968) publicou em seu trabalho o uso da técnica mostrando todo o seu potencial para obtenção de imagens médicas no corpo humano. Mais tarde, já no final da década de 70, a geração de imagens médicas do coração para diagnósticos mais precisos já era possível, até então o seu uso foi restrito a pesquisas laboratoriais. Desde então, a potencialidade desse tipo de tecnologia se deu por causa da necessidade de se visualizar as artérias do coração com maior

nitidez e obter imagens de uma região maior do órgão. Anteriormente, antes da descoberta da técnica *Phased Array*, o transdutor era posicionado entre as costelas do paciente, de forma que as áreas onde o ultrassom era refletido pelos ossos não apareciam na imagem. Dessa maneira, a obtenção de uma grande quantidade de imagens de seções se fazia necessária até se obter um diagnóstico mais seguro, o que dependia de uma movimentação mecânica/manual do transdutor, além de uma grande habilidade do médico. Mesmo com o emprego da técnica, ainda sim, a eletrônica da época era precária em relação a atual, tornando os aparelhos de ultrassom da época caros, grandes e limitados. Nos tempos atuais, naturalmente, com os avanços mais recentes da eletrônica, da informática, e dos materiais piezelétricos, essa tecnologia se popularizou e hoje é muito difundida na área médica e usada em diferentes aplicações. Na área industrial, em ensaios *NDT*, o seu uso demorou mais por causa do custo e limitações técnicas para adaptar o transdutor/aparelho de ultrassom a esse novo cenário. De qualquer forma, se tornou também comum na última década pelo mesmo motivo (DRINKWATER; WILCOX, 2006), (JENSEN, et al., 2006), (SHUNG; ZIPPARO, 1996), (WELLS, 1993) e (VON RAMM; SMITH, 1983).

Atualmente devido a esse avanço da microeletrônica e o aumento do desempenho computacional, tornou-se possível conceber uma instrumentação mais robusta na transmissão/recepção dos sinais do transdutor e um processamento mais rápido dos dados na formação da imagem, mesmo em tempo real. Hoje a eletrônica é potencialmente capaz operar centenas e até milhares de elementos (4096 - para 8 canais multiplexados) ligados individualmente a circuitos independentes onde é possível o controle de fase nos tempos de excitação dos sinais dos elementos, tanto na emissão, como na recepção (OLYMPUS ,2012), (HOPKINS; NEAU; LE BER, 2011) e (TREMBLAY et al., 2010).

2.2.2- Simulação do feixe acústico defletido em θ_s

O direcionamento ou deflexão do feixe acústico do transdutor pode ser obtido por uma relação linear para os tempos de atraso t_{nm} da Fig 2.8. Os tempos de atraso são obtidos para cada elemento n da sequência, incrementando-se o valor de Δt (AZAR; SHI; WOOH, 2000) e (VON RAMM; SMITH, 1983).

$$\Delta t = t_{nm} - t_{(n-1,m-1)} \quad [2.9]$$

Figura 2.8: Representação esquemática dos atrasos para a geração de um feixe acústico defletido em θ_s

Para qualquer intervalo Δt da Eq. [2.9] existe uma constante de atraso τ_0 entre elementos adjacentes da sequência N de elementos determinada por uma simples relação de semelhança de triângulos da Fig. 2.8 (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (VON RAMM; SMITH, 1983):

$$\tau_0 = \frac{d(\sin(\theta_s))}{c} \quad [2.10]$$

Uma vez que $\theta = \theta_s$, todas as ondas emitidas pelas fontes pontuais P_{nm} se combinam segundo o princípio de *Huygens*, para formar uma frente de onda direcionada. O feixe acústico defletido em θ_s em relação ao plano azimutal xz é obtido, substituindo-se t_{nm} pelo incremento $\Delta t = \tau_0$ na Eq. [2.8] de P_{rt} .

A Fig. 2.9(a) mostra o gráfico dos tempos de atraso t_{nm} , e (b) o feixe acústico simulado, para ondas contínuas, formado pelos campos de pressão P_{rt} do transdutor e defletido em $\theta_s = 30^\circ$.

Figura 2.9: Simulação para uma condição com $f=2\text{MHz}$, $N=32$ e $d=\lambda/2$, (a) gráfico dos tempos de atraso t_{nm} e (b) feixe acústico defletido em $\theta_s=30^\circ$

Dessa maneira, através da constante de atraso τ_0 determina-se os incrementos dos tempos de atraso Δt dado pela Eq. [2.9]. Com essa relação linear para os tempos de atraso é possível defletir o feixe acústico em um intervalo $-\pi/2 \leq \theta_s \leq \pi/2$, tomando-se como referência para θ_s o centro P_0 do transdutor.

Na prática esse limite é bem inferior e fica em torno de uma deflexão $\theta_s \approx 30^\circ$, o que é suficiente para a maioria das aplicações, especialmente em *NDT*.

2.2.3- Simulação do feixe acústico defletido em θ_s e focalizado na profundidade z_p no ponto focal P_f

Da mesma forma, a focalização e direcionamento do feixe acústico do transdutor em um ponto P_f qualquer no plano xz , depende da lei de atrasos aplicada aos tempos de emissão das ondas de ultrassom para cada emissor n da sequência. Os tempos de atraso dependem da relação circular r_{nm} e linear R_f , para que o feixe acústico seja direcionado em θ_s e focalizado no ponto focal P_f desejado (CASULA et al., 2004) e (AZAR; SHI; WOOH, 2000).

A Fig. 2.10 mostra esquematicamente os tempos de atraso t_{nm} aplicados para direcionar o feixe acústico em θ_s e ao mesmo tempo focalizar em um ponto P_f qualquer.

Figura 2.10: Representação esquemática dos atrasos para a geração de um feixe acústico defletido em θ_s e focalizado no ponto P_f

O raio r_{nm} que define a distância do emissor P_{nm} , da Fig. 2.4, até o ponto focal P_f , é dado por:

$$r_{nm}(r, \theta, t) = \sqrt{[x - X_C]^2 + z^2} \quad [2.11]$$

O ângulo θ , formado pela distância dada pelo raio r_{nm} do emissor e o raio R_f do ponto focal, é:

$$\theta = \arctan\left(\frac{X_C - R_f \sin(\theta_s)}{z}\right) \quad [2.12]$$

E a variável X_C , que corresponde a distância, no eixo x , de cada emissor da sequência até o centro P_0 do transdutor, pode ser encontrada pela relação:

$$X_C = d[n - (N + 1) / 2] + a / M[m - (M + 1) / 2] \quad [2.13]$$

Usando-se uma relação trigonométrica simples para os triângulos da Fig. 2.4 obtemos a seguinte relação para r_{nm} :

$$r_{nm} = \sqrt{\left(R_f \sin(\theta_s) - X_C\right)^2 + \left(R_f \cos(\theta_s)\right)^2} \quad [2.14]$$

Uma vez que todas as ondas emitidas pelas fontes devem chegar no ponto P_f no mesmo instante de tempo t , podemos escrever que:

$$r_{nm} = R_f - c(t_{nm} - T_0) \quad [2.15]$$

O tempo t_{nm} é o tempo de atraso da fonte m do elemento n necessário para a onda chegar no mesmo instante da onda emitida pela fonte $m=1$ do elemento $n=1$ no ponto focal P_f da Fig 2.4. Substituindo r_{nm} da Eq. [2.15] na Eq. [2.14] e isolando-se t_{nm} obtemos:

$$t_{nm} = \frac{R_f}{c} \left\{ 1 - \sqrt{1 + X_C / R_f \left(X_C / R_f - 2 \sin(\theta_s) \right)} \right\} + T_0 \quad [2.16]$$

A constante de tempo T_0 (Eq. 2.16) é o tempo inicial necessário para que não haja um tempo de atraso negativo. Na Fig. 2.10, se considerarmos θ_s defletido no sentido horário, para um ponto focal P_f no plano xz , o menor instante de tempo será em determinado por t_{11} . Se o valor de t_{11} é negativo, então $T_0 = |t_{11}|$. Assim, o valor absoluto de T_0 faz com que todas os tempos sejam positivos e o início do disparo ocorra em $t_{11} = T_0$.

A Fig. 2.11(a) mostra os tempos de atraso aplicados na simulação do feixe acústico defletido em θ_s e focalizado em P_f . Os mesmos parâmetros usados na simulação do feixe acústico da Fig. 2.9(b) foram mantidos e apenas a lei de atrasos da Eq. [2.16] foi usada para os tempos t_{nm} .

Figura 2.11: Simulação para uma condição com $f=2\text{MHz}$, $N=32$ e $d=\lambda/2$, (a) gráficos das leis de atraso e (b) feixe acústico direcionado em $\theta_s=30^\circ$ e focalizado no ponto P_f distante de $R_f=0,1\text{m}$ do centro do transdutor

Pela Fig. 2.11(b) é possível ver como o feixe acústico converge a energia no ponto focal P_f .

Ou seja, usando-se relações simples para os tempos t_{nm} é possível combinar diferentes leis de atraso para defletir e direcionar o feixe acústico em diferentes pontos focais P_f localizados no plano azimutal xz .

2.2.4- Simulação do feixe acústico defletido e focalizado em uma superfície cilíndrica com raio de curvatura conhecido

Para o caso particular do transdutor flexível curvado sobre uma superfície côncava/convexa, uma nova lei de atraso para um ponto focal localizado no plano xz , pode ser considerada da mesma forma. Para essa mudança de cenário, e mantidas todas as demais condições anteriores, apenas um ajuste de coordenadas locais x',z' em relação às coordenadas absolutas x,z se faz necessário. No ponto focal aonde o feixe acústico é defletido e focalizado, determina-se então a nova lei de atrasos para o novo problema. A Fig. 2.12 ilustra esquematicamente uma mudança de posição dos elementos em relação ao ponto central P_0 quando o transdutor é curvado. Assim, cada elemento é transladado de sua posição inicial em x,z no ponto P_{nm} para o ponto $P_{nm'}$ e rotacionado em torno do seu centro, com a face do elemento tangenciando o raio de curvatura Rd .

Figura 2.12: Representação esquemática das leis de atraso para o transdutor curvado sobre uma superfície com um raio de curvatura Rd determinado

Para um raio de curvatura Rd conhecido e o triângulo isósceles ($\Delta P_0 P_{d0} P_{nm'}$) da Fig. 2.12, o ângulo $\beta = \gamma/2$ [Rad], formado pela bissetriz e mediana definida pelo segmento de reta do vértice com origem no ponto P_{d0} é dado pela Eq. [2.17].

$$\beta = \frac{X_C}{2R_d} \quad [2.17]$$

Determinados β , R_d e X_C , chega-se a x_{el} e z_{el} através de relações trigonométricas simples e semelhança de triângulos.

$$x_{el} = 2R_d (\sin(\beta) \cos(\beta)) \quad [2.18]$$

$$z_{el} = 2R_d (\sin(\beta))^2 \quad [2.19]$$

Os tempos de atraso t_{nm} para o transdutor flexível curvado sobre uma superfície com raio R_d , são definidos de forma análoga ao caso do transdutor rígido. Para tal, emprega-se apenas uma correção nos tempos de atraso usando-se as coordenadas locais x', z' . A localização do ponto P_{nm} , em x', z' , serve então para compensar essa mudança de posição dos elementos em relação às coordenadas absolutas x, z .

$$t_{nm} = \frac{R_f}{c} \left\{ 1 - \sqrt{1 + 1/R_f \left[(x_{el}^2 + z_{el}^2)/R_f - 2(x_{el} \sin(\theta_s) + z_{el} \cos(\theta_s)) \right]} \right\} + T_0 \quad [2.20]$$

2.3- Diretividade

O conceito de diretividade é por definição, o quociente entre a pressão acústica para um certo valor de θ arbitrário normalizado em relação ao ângulo de deflexão θ_s , onde o feixe acústico no campo de pressão é direcionado/focalizado na região de interesse. Para um feixe acústico apenas direcionado, que obedece a lei de atraso linear dada por τ_0 , é possível se extrair uma expressão analítica para a diretividade no campo distante. Nesse caso em particular, torna-se viável otimizar o feixe acústico empregando-se apenas expressões simples que podem ser deduzidas diretamente a partir da função de diretividade. Essas expressões condizem com resultados experimentais, e servem para validar o transdutor (CLAY et al., 1999). Sendo assim, podemos escrever genericamente em termos matemáticos a função de diretividade $D1$ como sendo:

$$D1(\theta) = \left| \frac{P_r(r, \theta, t)}{P_r(r, \theta_s, t)} \right| \quad [2.21]$$

A diretividade $D1$ para um elemento emissor n discretizado com tamanho a é obtida introduzindo-se θ e θ_s na Eq. [2.7] e substituindo-se os valores calculados na Eq. [2.21] (WOOH; SHI, 1999a) e (WOOH; SHI, 1998).

$$D1(\theta) = \frac{\frac{\pi a}{\lambda} \text{sen}(\theta_s)}{\text{sen}\left(\frac{\pi a}{\lambda} \text{sen}(\theta_s)\right)} \left| \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi a}{\lambda} \text{sen}(\theta)\right)}{\frac{\pi a}{\lambda} \text{sen}(\theta)} \right| \quad [2.22]$$

$D1$ é uma função *sinc* normalizada em θ_s pelo termo multiplicativo do módulo da Eq. [2.22]. A função de diretividade $D2$ da sequência de N elementos é uma função gerada de maneira análoga a $D1$, desta vez, introduzindo-se θ e θ_s na Eq. [2.8], e acrescentando-se ao resultado obtido, as variáveis de interesse da constante de atraso τ_0 presente na Eq. [2.10] (lei de atrasos para um foco direcionado em θ_s) (HUANG; QUE; JIN, 2004) e (CLAY et al., 1999).

$$D2(\theta) = \left| \frac{\text{sen}\left(\frac{N\pi d}{\lambda} \text{sen}(\theta_s) - \text{sen}(\theta)\right)}{N \text{sen}\left(\frac{\pi d}{\lambda} \text{sen}(\theta_s) - \text{sen}(\theta)\right)} \right| \quad [2.23]$$

Dado que o transdutor é uma sequência de N elementos com largura finita a e seu campo acústico é um somatório das contribuições do campo acústico gerado pelos elementos discretizados com tamanho a que por sua vez é composto por infinitas fontes pontuais, verifica-se que a função de diretividade do transdutor DT é o produto de $D1$ com $D2$.

$$DT = D1D2 \quad [2.24]$$

Os gráficos das diretividades $D1$, $D2$ e DT estão presentes nas figuras 2.13, 2.14 e 2.15. No gráfico da Fig. 2.13, foi plotada a diretividade $D1$ para diferentes valores de a/λ . Os gráficos da Fig. 2.14 e Fig. 2.15 dizem respeito à diretividade $D2$, para uma sequência N de

elementos e a diretividade DT , para um transdutor com N elementos. Todos os gráficos foram plotados para uma condição em particular e servem para mostrar e introduzir o conceito de lóbulo principal que aparece nos gráficos das funções de diretividade. Os valores usados na simulação foram atribuídos para um alumínio com velocidade de propagação $cl=6400\text{m/s}$, frequência de $f=2\text{MHz}$ e $\theta_s=25^\circ$ e com $a=0,9d$ mantido.

Figura 2.13: Gráfico da diretividade do emissor n com tamanho a

Dos gráficos de $D1$, da Fig. 2.13, observa-se a simetria das curvas em torno do ângulo azimutal $\theta=0^\circ$, devido a $D1$ ser uma função par. Observa-se também, que para uma razão $a/\lambda \leq 1/4$, vamos encontrar sempre um valor $D1 \approx 1$.

Figura 2.14: Diretividade $D2$ da sequência de N de elementos emissores

O gráfico da função $D2$ é virtualmente simétrico, e mostra que o lóbulo principal aparece ao redor de $\theta=25^\circ$, que é justamente a localização do ângulo θ_s onde o feixe acústico é defletido, e desejamos ter sempre o máximo de pressão acústica concentrada nessa região.

Figura 2.15: Diretividade DT do transdutor com N elementos emissores n com tamanho a

A Fig. 2.15 exibe a diretividade DT do transdutor com N elementos discretizados de tamanho a . Comparando-se, os gráficos da Fig. 2.14 e Fig. 2.15, nenhuma diferença perceptível é notada entre os dois. Isto se deve ao fato de que a diretividade $D1$ é próxima de 1 quando $\lambda > 4a$ para uma deflexão θ_s qualquer de 0 a 90° . Mesmo para valores de a/λ próximos de $1/2$ as amplitudes de $D1$ estão em torno de 0,6 a 0,8 de seu valor máximo e não afeta nem a forma e nem as amplitudes dos lóbulos principais em DT na regiões próximas a de $\theta=0^\circ$. E quanto menor for o valor absoluto de θ_s , tipicamente $\theta_s \leq 30^\circ$, podemos aproximar a diretividade do transdutor como sendo $DT \approx D2$, caso contrário, o tamanho a do elemento passa a ter influência mais significativa nos resultados e deve ser levado em conta.

Uma vez que, a função DT exibe o perfil e localização do lóbulo principal direcionado em θ_s , onde deseja-se que ocorra o máximo da pressão acústica do feixe defletido, a função serve para otimizar o feixe acústico do transdutor. Isso pode ser alcançado através dos parâmetros geométricos do transdutor. A Fig. 2.16 exibe a diretividade simulada de um transdutor com os parâmetros necessários para mostrar esquematicamente a presença dos lóbulos a serem considerados no processo de otimização (CLAY et al., 1999), (WOOH; SHI, 1999a) e (WOOH; SHI, 1998).

Figura 2.16: Lóbulo principal e lóbulos secundários

Os lóbulos indicados no gráfico da Fig. 2.16 são parâmetros importantes usados para ajudar a otimizar o transdutor. Sem um padrão de diretividade adequado, não é possível se gerar uma imagem com qualidade, e a relação sinal/ruído é bastante comprometida. O lóbulo principal sempre aparece em $\theta=\theta_s$, na direção onde o feixe acústico é irradiado. Toda informação obtida pelos sinais dos ecos refletidos pelos refletores dentro do meio, depende desse feixe acústico irradiado nessa região. Para se ter uma resolução lateral satisfatória e uma imagem livre de ruído, o ideal seria que o transdutor tivesse apenas um único lóbulo principal com máxima amplitude e menor largura possível. Nesse caso, pode-se dizer que o transdutor irradia um feixe acústico uniforme na direção requerida, sem espalhamento ou perda de energia. Logo, a resolução da imagem obtida dos sinais de ultrassom seria ideal. No entanto, o que acontece na prática é muito diferente, existem sempre os chamados lóbulos secundários presentes nos gráficos de diretividade do transdutor. Os dois tipos de lóbulos secundários indicados na Fig. 2.16 são os laterais e os lóbulos de espaçamento.

Para que um transdutor opere livre da influência destrutiva desses lóbulos secundários na qualidade da imagem (geração de artefatos) e com o seu lóbulo principal otimizado, é necessário verificar as influências de cada parâmetro geométrico na diretividade do feixe acústico irradiado. Sendo assim, cada tipo de lóbulo deve ser analisado separadamente, mas sempre verificando as influências das variáveis geométricas de uma forma global para todos os casos, pois elas têm influência direta nos três tipos de lóbulos simultaneamente. A estratégia em se otimizar o transdutor pela diretividade é feito mantendo-se a largura do

lóbulo principal a menor possível, suprimindo e minimizando as amplitudes dos lóbulos laterais e finalmente eliminando os lóbulos de espaçamento (HUANG; QUE; JIN, 2004), (WOOH; SHI, 1999a e b) e (WOOH; SHI, 1998).

2.3.1- Otimizando a largura do lóbulo principal e anulando o lóbulo de espaçamento

A Fig. 2.17 mostra o perfil do lóbulo principal simétrico em relação a θ_s no eixo θ , onde existem dois pontos de intersecção, cuja distância determina a sua largura, por definição.

Figura 2.17: Diretividade DT normalizada para a condição: $\theta_s=25^\circ$, $N=8$, $f=2\text{MHz}$, $d=\lambda/2$ e $c=6400\text{m/s}$

Os ângulos no eixo θ , dos pontos de intersecção, à esquerda e à direita de θ_s , são uma medida prática direta da localização da largura do lóbulo. A função do fator forma q é uma função que relaciona a variação $\Delta\theta$ com um valor absoluto adimensional q nesse intervalo. $\Delta\theta$ pode variar de $-90^\circ \leq \Delta\theta \leq 90^\circ$, ou de $0^\circ \leq \Delta\theta \leq \pi$ em radianos, para todo fator $0 \leq q \leq 1$ normalizado em π . O fator serve como um indicador indireto da largura do lóbulo principal. O valor de $\Delta\theta$ é uma medida direta da posição dos ângulos nos pontos de intersecção do eixo θ , quando $DT(\theta)=0$, e quanto menor for o valor de q , mais estreito é o lóbulo (HUANG; QUE; JIN, 2004), (WOOH; SHI, 1999a e b) e (WOOH; SHI, 1998).

$$\Delta\theta = \arcsen\left(\sin(\theta_s) + \frac{\lambda}{Nd}\right) - \arcsen\left(\sin(\theta_s) - \frac{\lambda}{Nd}\right) \quad [2.25]$$

$$q = \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad [2.26]$$

$$q = \frac{1}{\pi} \left\{ \arcsen \left(\sin(\theta_s) + \frac{\lambda}{Nd} \right) - \arcsen \left(\sin(\theta_s) - \frac{\lambda}{Nd} \right) \right\} \quad [2.27]$$

Uma vez que, o parâmetro q é um indicador da qualidade da diretividade do transdutor no ângulo θ_s onde o feixe acústico é direcionado, o que se busca é manter esse fator o menor possível, em virtude de se obter um lóbulo estreito e definido para um feixe acústico bem diretivo. A Eq. [2.27] é função de θ_s , λ , N e d e para manter q o menor possível, devemos ter os maiores N e d possíveis, em contrapartida, λ deve ser mantido o menor possível.

Visto que, λ depende do meio de propagação a ser inspecionado e da frequência, nem sempre dá para diminuir seu valor, pois aumentar f pode ser prejudicial porque diminui a profundidade de penetração do feixe acústico no meio até um ponto onde não se pode obter ecos refletidos por causa da atenuação do sinal.

Muitas vezes, tanto λ como f , são tidos como parâmetros de projeto e não podem ser otimizados, em tais circunstâncias admitimos λ como sendo um valor fixo e otimizamos a razão λ/d . Como d depende do tamanho a do elemento e da distância v de separação dos elementos, e embora seja mais simples do ponto de vista construtivo manter um d alto, isso também é evitado, pois um passo grande também acarreta no surgimento dos lóbulos de espaçamento, além de aumentar o tamanho e a massa do transdutor.

Da mesma Eq. [2.27], nota-se que a diretividade depende diretamente de θ_s , e que o feixe acústico torna-se mais diretivo a medida que θ_s diminui, só que quanto menor for esse intervalo, menor será a varredura setorial. O mesmo pode-se dizer a respeito de N , quanto maior for o número de elementos, mais diretivo é o feixe acústico, embora um número muito grande de elementos seja proibitivo por causa das dificuldades envolvidas no processo de fabricação, tamanho do transdutor e limitação da eletrônica no controle e processamento dos sinais.

A Fig. 2.18 mostra o gráfico da função q variando-se θ_s e N (WOOH; SHI, 1999b) e (WOOH; SHI, 1998).

Figura 2.18: Gráficos da largura do lóbulo principal em função de N e θ_s

Os gráficos da Fig. 2.18, mostram como a largura do lóbulo principal é influenciada por N e θ_s . Em relação a N , fica evidente que um transdutor com um número grande de elementos se torna mais diretivo, mesmo em uma faixa de operação maior para θ_s , possibilitando uma varredura com área maior. Os gráficos, mostram também que, para um número maior do que 64 elementos a diretividade em uma faixa de operação próxima a 60° para θ_s , não diminui q consideravelmente, mesmo dobrando-se N . Em virtude de tudo isso, procura-se manter N o menor possível, exceto, para casos quando se quer ter uma abertura D maior para o transdutor e se obter uma área de varredura maior, aumentar o número de elementos pode ser interessante. Na mesma figura, constata-se que o fator q aumenta quando θ_s aumenta até um ponto crítico, aonde ele decai novamente. Para cada caso em particular com, θ_s , λ , N e d definidos, observa-se que o fator q atinge o seu máximo nesse ponto crítico, onde se espera a maior largura para o lóbulo principal quando o feixe acústico é defletido nesse ângulo crítico θ_{cr} . Além desse limite, o fator q decai, no entanto, defletir o feixe acústico com um ângulo maior do que o crítico não é recomendável, pois em um certo limite acima de θ_{cr} , começa a aparecer o primeiro lóbulo de espaçamento em $\theta_s = \theta_{1le}$. Esses valores limites para θ_s podem ser calculados pelas expressões [2.28] e [2.29] (CLAY et al., 1999), (WOOH; SHI, 1999a e b) e (WOOH; SHI, 1998). O subscrito “1le” serve para designar o primeiro lóbulo de espaçamento. Ou seja, direcionar o feixe acústico além do limite θ_{1le} é prejudicial e o limite $\theta_{cr} \leq \theta_s \leq \theta_{1le}$ deve ser preferencialmente evitado.

$$\theta_s = \theta_{cr} = \arcsen \left[\frac{\lambda(N-1)}{dN} - 1 \right] \quad [2.28]$$

$$\theta_s = \theta_{1le} = \arcsen\left[sen(\theta_s) - \frac{\lambda}{d}\right] \quad [2.29]$$

A Eq. [2.29] mostra que θ_{1le} deve aparecer nos intervalos de $\theta_s < \theta_{1le} < 90^\circ$ para valores que satisfaçam a condição, $sen(\theta_s) > \lambda/d$. Fora desse limite, θ_{1le} está fora do domínio real e o lóbulo de espaçamento não aparece no gráfico $DT(\theta)$.

Normalmente, a varredura até o θ_s limite é definido e o que deve ser otimizado é o espaçamento d . Nesse caso, se tomarmos $\theta_s = \theta_{cr}$, na Eq. [2.28], é possível se extrair o espaçamento crítico como sendo:

$$d_{cr} = \left[\frac{\lambda}{1 + sen(\theta_s)} \frac{(N-1)}{N} \right] \quad [2.30]$$

E da mesma forma, obtemos o espaçamento limite onde deve ocorrer o primeiro lóbulo de espaçamento no gráfico DT quando $d = d_{1le}$.

$$d_{1le} = \left[\frac{\lambda}{1 + sen(\theta_{1le})} \right] \quad [2.31]$$

De forma análoga, o limite $d \leq d_{cr}$ serve para designar a condição, onde o primeiro lóbulo de espaçamento $1le$ é evitado, até um limite superior $d \geq d_{1le}$, onde $1le$ vai ocorrer.

Dado que, uma deflexão em torno de $\theta_s = 30^\circ$ é suficiente para a maioria das aplicações, usualmente costuma-se caracterizar o transdutor nessa faixa de deflexão.

A Fig. 2.19 de (a) a (c) mostra uma simulação para várias condições de d/λ para o feixe acústico defletido em $\theta_s = 30^\circ$.

Figura 2.19: Gráficos simulados da diretividade de vários casos d/λ para a condição: $f=2\text{MHz}$, $c=6400\text{m/s}$, $\theta_s=30^\circ$ e $N=16$

Da Fig. 2.19(a), nota-se que a menor largura do lóbulo principal marcado por $\Delta\theta = 15^\circ$ ocorre na condição $d = \lambda/2$. Para valores abaixo disso, verifica-se que $\Delta\theta$ aumenta até uma condição em que o transdutor tende a se comportar mais como sendo igual a uma fonte pontual, especialmente para valores próximos ou inferiores a $d = \lambda/10$. Em (b), para a condição crítica d_{cr} , verifica-se que $\Delta\theta$ diminui e a diretividade melhora em θ_s , mas à esquerda no gráfico, percebe-se o lóbulo lateral mais acentuado. A partir de (b), para valores maiores de d até a condição d_{1le} , $\Delta\theta$ deve diminuir, só que o lóbulo mais inferior, iniciado em (b), se acentua, até se tornar o primeiro lóbulo de espaçamento propriamente dito, que aparece bem visível na Fig. 2.19(c). Além do limite, $1le$ em (c), o lóbulo de espaçamento aumenta sua intensidade e se aproxima cada vez mais de θ_s , e à medida que $\Delta\theta$ diminui, o lóbulo de espaçamento tende a ter a mesma amplitude que o lóbulo principal. E, desse ponto em diante, uma boa parte da energia do lóbulo principal também é partilhada entre os lóbulos de

espaçamento restantes. Esse fenômeno se deve às interferências construtivas das ondas acústicas emitidas por cada um dos elementos do transdutor fora do feixe acústico pretendido em θ_s (CAMACHO; PARRILLA; FRITSCH, 2009), (BARTHEZ; LÉVEILLÉ; SCRIVANI, 1996) e (KINO; BAER, 1983). Por esse motivo, por causa do vazamento “*leakage*” da energia do lóbulo principal, o espaço amostral dado por d , deve respeitar, em analogia, o mesmo critério de *Nyquist* usado em amostragem de sinais. Por isso, a condição $d < \lambda/2$ deve ser satisfeita, no entanto, como mostra os gráficos em (a), valores com d/λ próximos a $1/2$ são muito usados na prática. Ou seja, os lóbulos de espaçamento ocorre sempre que, $d \geq \lambda$, em contrapartida, nunca ocorre quando $d < \lambda/2$

Para a condição $\theta_s=30^\circ$ e um número N grande de elementos existe um limite em, $d_{cr} \leq d \leq d_{1le}$, que pode ser simplificado pelas equações [2.30] e [2.31]:

$$\frac{\lambda}{2} \leq d \leq \lambda \quad [2.32]$$

A Eq. [2.32] mostra que existe um limite aceitável para o espaçamento d sem comprometer tanto o desempenho do transdutor. Isto pode ser feito desde que a deflexão não seja muito maior que $\theta_s=30^\circ$, valores esses considerados baixos. Na prática, a condição $\lambda/d=0,5$ é desejável, e o lóbulo de espaçamento é sempre evitado. Porém, é comum ocorrer deflexões θ_s fora desse limite, onde $\theta_s > 30^\circ$. Em casos iguais a esse, costuma-se manter $\lambda/d > 0,5$ dentro do intervalo dado pela Eq. [2.32]. Nessa situação, uma avaliação mais cuidadosa é necessária, onde o lóbulo de espaçamento $1le$ não é completo, de modo que seu impacto não é tão destrutivo para a formação da imagem, e por isso, sua presença pode ser tolerada. Dessa forma, trabalhar dentro desse limite é aceitável, principalmente por questões técnicas de fabricação e processamento de sinais.

De qualquer forma, para uma qualidade de imagem melhor, indica-se trabalhar sempre próximo de $d/\lambda=0,5$, já que uma relação d/λ muito menor que isso também pode ser prejudicial por causa da diminuição da energia na amplitude do sinal (DRINKWATER; WILCOX, 2006) e (BARTHEZ; LÉVEILLÉ; SCRIVANI, 1996).

2.3.2- Minimizando os lóbulos laterais

Os lóbulos laterais estão presentes em todos os transdutores e formam ruído na imagem, pois não existe um transdutor multielemento ideal com um número infinito de elementos infinitesimais em sua dimensão, onde sempre se observa alguma influência da periodicidade das cerâmicas nas iterações construtivas de fase durante a emissão das ondas acústicas pelos elementos. Mas, não chegam a perturbar a imagem de modo tão significativo quanto os lóbulos de espaçamento. No caso do feixe acústico focalizado e/ou defletido, o fenômeno pode ocorrer, dependendo da diretividade do ângulo de deflexão θ_s , embora para $\lambda/2 < d < \lambda$ as amplitudes dos lóbulos de espaçamento são aceitáveis (BARTHEZ; LÉVEILLÉ; SCRIVANI, 1996), (BARDSLEY; CHRISTENSEN; PRYOR, 1982) e (OLYMPUS, 2012).

Dos numeradores da Eq. [2.24] dada por $D1D2$, verifica-se que, para as intersecções em $\theta=0^\circ$ e um $\theta_s>0$, o primeiro lóbulo lateral ($1lt$) está sempre presente na extrema esquerda do gráfico de $DT(\theta)$, e é o maior entre os demais. Admitindo-se, que esse lóbulo é simétrico, a sua amplitude pode ser determinada pela Eq. [2.33], para a condição $DT(\theta_{1lt})$. O ângulo θ_{1lt} indica a localização do lóbulo em θ . Dividindo-se a amplitude do lóbulo $1lt$ pela amplitude do lóbulo principal, chega-se ao valor do fator adimensional A_{1lt} da amplitude de $1lt$ (WOOH; SHI, 1999a e b).

$$A_{1lt} = \frac{DT(\theta_{1lt})}{DT(\theta_s)} \quad [2.33]$$

E, substituindo-se os valores de θ_{1lt} e θ_{1lt} da equação anterior, na Eq. [2.24]:

$$A_{1lt} = \frac{\frac{2}{3\pi} \operatorname{sen} \left\{ \frac{\operatorname{sen}(\theta_s)\pi a}{\lambda} - \frac{3\pi a}{2Nd} \right\} \operatorname{sen}(\theta_s)}{\operatorname{sinc} \left\{ \frac{3\pi}{2N} \right\} \operatorname{sen}(\theta_s) - \frac{3\lambda}{2d} \operatorname{sen} \left\{ \frac{\operatorname{sen}(\theta_s)\pi a}{\lambda} \right\}} \quad [2.34]$$

Quanto menor for o valor de A_{1lt} , menor é a amplitude máxima de $1lt$ e o impacto dos lóbulos laterais na qualidade da imagem. O fator A_{1lt} depende dos parâmetros N , d , a , e θ_s . Para um ângulo $\theta_s \approx 30^\circ$, $d=\lambda/2$ e um número reduzido de elementos, $N<16$, a Eq.[2.34] demonstra que os lóbulos laterais são suprimidos quando a diminui. De qualquer forma, essa

diminuição não é significativa. Na prática, costuma-se manter $a \approx d$ para não comprometer as amplitudes de pressão $P_{rt}(t)$ do campo acústico do transdutor. Quanto mais intenso for $P_{rt}(t)$, maior é a energia do feixe acústico irradiado para o meio, e melhor é a relação sinal/ruído, obtida para os ecos. Diferentemente, é o que ocorre com N . Se o limite de $N \rightarrow \infty$ for aplicado na Eq. [2.34], o valor de $A_{1lt} = 2/3\pi$ ou -13,50dB é encontrado. Esse valor mostra que para um número $N > 64$, nem θ_s e nem a tem influência em A_{1lt} . Além desse limite, os lóbulos laterais não podem mais ser suprimidos (WOOH; SHI, 1998), (WOOH; SHI, 1999b).

2.3.3- Outras estratégias de otimização

Para minimizar o fenômeno causado pelos lóbulos de espaçamento na imagem, além de se otimizar a diretividade do feixe θ_s por simulação, a quebra da periodicidade de a no passo d do transdutor, e a diminuição no espaçamento v dos elementos, também ajudam a minimizar as interferências construtivas entre elementos adjacentes (BARTHEZ; LÉVEILLÉ; SCRIVANI, 1996) e (DRINKWATER; WILCOX, 2006). Contudo, o único modo de se evitar esse problema, é mesmo obedecer o critério de $d < \lambda_m/2$. Para tal, a dimensão dos elementos deve ser respeitada, o que nem sempre é alcançável ou praticável. Por outro lado, existem outras técnicas que utilizam outras formas que não dependem do tamanho do transdutor, uma delas é a apodização, que consiste na variação da tensão elétrica na excitação dos elementos, de forma a se obter uma tensão máxima para o elemento central, e mínima para os elementos na periferia. A apodização pode ser também efetuada na recepção, nos dados capturados pelo transdutor. O pós-processamento dos dados também permite suavizar a presença de artefatos que aparecem na imagem por meio de algoritmos próprios (CAMACHO; PARRILLA; FRITSCH, 2009).

2.4- Problemas relacionados ao *crosstalk* mecânico e elétrico

O fenômeno de *crosstalk* mecânico resulta da interferência mecânica de um elemento em relação aos adjacentes. Ocorre quando um elemento da sequência é excitado e ao vibrar, acaba por excitar também os elementos vizinhos, que também passam a emitir em menor intensidade, com um atraso e na mesma frequência, aumentando o pulso transmitido e o recebido reciprocamente (CAMACHO; PARRILLA; FRITSCH, 2009), (BARTHEZ; LÉVEILLÉ; SCRIVANI, 1996). Por causa desse fenômeno, o campo acústico irradiado do elemento central acaba sofrendo interferências, quando o elemento é excitado. E, pela soma

das contribuições da excitação dos elementos, uma zona morta próxima à da face do transdutor é criada. Nessa região, a imagem é muito prejudicada, e toda informação da imagem nessa região afetada é descartada.

O *crosstalk* mecânico pode ser evitado, se $E \gg d$, ou seja, a cerâmica deve ter preferencialmente uma altura 10 vezes maior que o passo. Tal condição se torna impraticável se o elemento tiver dimensões muito pequenas. Mesmo assim, o *crosstalk* pode ser suprimido, se cada elemento da sequência tiver cortes parciais, de modo que o formato da cerâmica cortada e preenchida se aproxime de um compósito 2-2 (PAPADAKIS et al., 1999). Outra forma é simplesmente usar o compósito 1-3 para formar o elemento. Para o compósito 1-3, não há a necessidade de se cortar a cerâmica para se separar os elementos e preencher os canais para se conceber a isolamento acústica entre elementos, basta apenas depositar o eletrodo de cobertura com a dimensão desejada (SMITH, 1986). A isolamento acústica é alcançada, desde que o fator E/d seja pelo menos maior que dois para ambos os compósitos. Esse fator ajuda a diminuir a intensidade dos modos laterais e ao mesmo tempo, isolar acusticamente os elementos (SMITH, 1991), (SMITH, 1986) e (WOJCIK et al., 1994).

Além do *crosstalk* mecânico, o transdutor pode apresentar problemas de *crosstalk* elétrico, mas esse fenômeno está ligado aos efeitos de interferência capacitiva, tanto nas ligações elétricas dos elementos, como nos circuitos eletrônicos na recepção. Isto ocorre de tal maneira, que aparecem perturbações nos sinais recebidos, e quando a imagem é formada, aparecem ruídos comprometem a sua qualidade (ZHOU; WOJCIK, 2003).

Dessa forma, por todas as considerações feitas até aqui, nota-se que para se obter uma resolução satisfatória na imagem de ultrassom do corpo de prova se faz necessário uma série de observações quanto à natureza do teste e o tipo de inspeção, se é por contato ou por imersão, se o material é um tecido ou um metal, se o tipo de varredura é setorial ou por varredura, os materiais dos meios de propagação, e outros tantos aspectos que não podem ser descritos resumidamente. De qualquer forma, todos os quesitos não são atingidos simultaneamente em muitos dos casos, pois esbarram no tamanho físico do elemento que, por sua vez, se torna o principal entrave no processo de fabricação do transdutor obtido por técnicas convencionais, tal como o corte da cerâmica por discos adiamantados, usado neste trabalho. Portanto, em casos como esse, o que se faz na prática é manter um compromisso entre o que é desejável e o que é factível.

2.5- Modos de Inspeção

Os transdutores chamados de *phased arrays* receberam esse nome por causa da técnica usada na transmissão e recepção dos sinais, que usa a varredura setorial. Geralmente, esses transdutores possuem um número grande de elementos, de 128 a 1024 elementos, ou mais. O seu uso inicialmente era quase que exclusivamente para uso médico. Por esse motivo, esses transdutores foram desenvolvidos para serem acoplados acusticamente a tecidos moles/órgãos, com impedância próxima a da água. Diferentemente, os transdutores do tipo *linear array* surgiram com o propósito industrial, para serem usados em inspeção de estruturas de engenharia, e para serem acoplados principalmente em metais. Geralmente, possuem elementos com tamanho a maior, e em menor número, uma quantidade de 32 a 256 elementos são comuns. Analogamente, recebem esse nome por causa do modo de inspeção, que usa a varredura linear. Do ponto de vista construtivo, os dois tipos de transdutores são idênticos e se diferem apenas pelo tipo de varredura empregada na excitação dos elementos, mesmo porque, a técnica *phased array* também se tornou popular em ensaios *NDT*. De qualquer forma, para o *linear array*, geralmente usa-se a varredura linear. Inicialmente, o subgrupo que contém o primeiro elemento do transdutor, é excitado de uma só vez por pulsos sincronizados, em seguida, um outro subgrupo com o mesmo número de elementos começando a partir do elemento seguinte é excitado pelos mesmos pulsos. Sucessivamente, novos subgrupos são deslocados, até que se atinja o último elemento do *array*. Desse modo, o movimento do feixe acústico é produzido na direção do plano lateral do transdutor. Para o *phased array*, a varredura é setorial, e todos os elementos são excitados para se gerar o feixe acústico que pode ser focalizado e defletido em qualquer direção, e em diferentes profundidades. O feixe acústico defletido serve para se obter uma área de varredura maior, enquanto que a focalização do feixe acústico funciona como uma lente acústica variável (foco dinâmico), ajudando a melhorar a resolução da imagem. A focalização e a deflexão resultam apenas da aplicação de leis de atraso na transmissão/recepção dos sinais dos elementos (DRINKWATER; WILCOX, 2006), (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (AKHNAK, 2002).

A técnica *SAFT* (*Synthetic Aperture Focusing Technique*) também pode ser utilizada para os dois tipos de transdutor, mas nesse caso a varredura é feita somente através de um elemento por vez. Assim apenas o primeiro elemento $n=1$ é excitado e os ecos refletidos são também recebidos pelo mesmo elemento. Dessa forma, a excitação/recepção segue em ordem crescente, desde o primeiro até o último elemento n da sequência do *array*. Após a excitação e

recepção dos ecos para todos os elementos, a imagem é formada pela soma de imagens parciais produzidas para cada combinação de elemento emissor e receptor. Uma versão mais recente da técnica *SAFT* é a chamada técnica *STA* (*Synthetic Transmit Aperture*), nesse caso a excitação também é feita elemento após elemento da sequência em ordem crescente, mas nesse caso, todos os n elementos recebem os sinais dos ecos refletidos. Dessa forma a imagem é gerada pela soma de mais imagens parciais, em comparação com o método *SAFT*, pois o número de combinações de elementos emissores e receptores é maior. Embora o tempo gasto na aquisição dos dados limite bastante o tempo de formação da imagem, a técnica é bastante usada porque a imagem final somada tem boa resolução em todos os pontos, e não somente em uma região focal apenas (JENSEN et al., 2006) e (LANGENBERG et al., 1986). Mesmo assim, o uso de cada técnica e modalidade de inspeção vai depender muito do tipo e modalidade de inspeção que o transdutor vai operar.

CAPÍTULO 3

3- Resultados simulados do campo acústico gerado pelo modelo de fontes discretas pontuais

3.1- Simulação do feixe acústico em superfícies planas e cilíndricas sem deflexão e focalização do feixe acústico

Os gráficos e as imagens do campo acústico de (a) a (d) da Fig 3.1 foram simulados a partir dos modelos descritos na Seção 2.1 do Cap.2, que consideram a emissão de ondas contínuas por de fontes pontuais discretas. As simulações da Fig. 3.1 consideram um transdutor rígido emitindo ondas contínuas no meio, sem a deflexão e focalização do feixe acústico.

Na simulação, foram usados como parâmetros de entrada, $N=16$, $M=1$, $f=2\text{MHz}$, $d=\lambda/2$, $cl=1500\text{m/s}$ e $a=0,9d$. Assim, para o campo acústico simulado em (a), obteve-se o valor de $z_p=16\text{cm}$ através do gráfico do perfil de pressão em (b). Nessa profundidade em z , ocorre o máximo de amplitude de pressão acústica P_{rmax} . Para esse número bastante reduzido de elementos ($n \ll 64$), o valor gráfico de campo próximo ficou acima do valor esperado para $z_{pr}=12\text{cm}$, calculado pela expressão da Eq. [A.8] do Apêndice A. Na mesma profundidade, gerou-se em (c), o gráfico de diretividade do feixe acústico obtido do campo acústico simulado em (a). Em comparação, nota-se que a largura do lóbulo principal do feixe acústico em (c) é bem maior do que em (d). A diretividade em (d) a campo distante, foi obtida a uma profundidade $z_p=3z_{pr}$, onde a forma e o tamanho do lóbulo principal estão bem próximos a do lóbulo principal do gráfico de diretividade $DT(\theta)$ em (e). Esse gráfico foi gerado pelo modelo analítico apresentado na Seção 2.3 do Cap.2, e considera a diretividade a campo distante apenas.

Apesar do modelo contínuo ser representativo para descrever a diretividade do perfil do feixe acústico a campo distante, o mesmo não é eficaz para descrever o mesmo comportamento na zona de campo próximo, na região onde ocorre o máximo de amplitude de pressão acústica e, daí, a importância de se recorrer ao modelo discreto.

Figura 3.1: Gráficos simulados para uma superfície plana. (a) Perfil do feixe acústico, (b) perfil do campo de pressão na direção do feixe acústico, (c) gráfico de diretividade do campo de pressão na profundidade onde ocorre P_{rtmax} , (d) gráfico de diretividade a campo distante obtido do modelo discreto de fontes pontuais e (e) gráfico de diretividade a campo distante obtido do modelo analítico

Todos os gráficos e imagens dos campos acústicos, de (a) a (h) da Fig 3.2, foram simulados pelos mesmos parâmetros de entrada da Fig. 3.1, mas considerando o transdutor curvado sobre uma superfície com raio Rd . Na simulação pelo modelo discreto, considerou-se que o transdutor flexível foi acoplado diretamente no meio, e emitiu apenas ondas contínuas sem defletir ou focalizar o feixe acústico. Os tempos de atraso equivalente t_{nm} do gráfico da Fig. 3.2(e), foram calculados pela Eq. [2.20], para a condição $Rd=2Dab$ simulada. Desse jeito, a equação serve também para determinar os atrasos incrementais devido à curvatura da superfície, e corrigir os disparos dos elementos por causa da curvatura. O gráfico em (e), mostra uma curva parabólica. A parábola invertida da figura é semelhante à curva obtida para uma emissão com focalização e sem deflexão, no caso de uma superfície plana simulada. A simetria da parábola mostra que a curvatura funciona como uma lente acústica natural do transdutor, ajudando a focalizar o feixe acústico na direção do centro do raio. Em particular, para a condição $Rd=10Dab$, o feixe acústico simulado em (a) é quase idêntico ao caso anterior plano. O máximo de amplitude $z_{pr}=13\text{mm}$ está apenas um pouco acima do valor anterior. Das simulações dos feixes acústicos das figuras de (a) até (d), obtidas para diferentes raios de curvatura Rd em função de valores múltiplos da abertura Dab efetiva do transdutor, nota-se que a lente natural, devido à curvatura da superfície, só é eficiente para valores de $Rd>3/4Dab$. Abaixo desse valor, o feixe acústico é muito disperso e não tem diretividade, como mostra a figura em (d). A Fig 3.2(f) apresenta os respectivos perfis do campo acústico simulados para cada caso. Os gráficos demonstram que o decaimento aumenta bastante com a diminuição do raio Rd , e para uma razão $Rd=2Dab$ e -6dB , o nível de energia do campo de pressão acústica é muito baixo, e não se espera mais que o transdutor tenha sensibilidade na recepção dos ecos refletidos. Os gráficos dos perfis de pressão acústica em (f), mostram também que no ponto do foco natural em P_{rtmax} , a amplitude se torna maior a medida que o raio Rd diminui. A normalização foi feita para P_{rtmax} simulado para $Rd=2Dab$. Essa mesma normalização aparece também na barra de cores das figuras usadas na comparação. Para o caso específico $Rd=2Dab$ simulado, um comparativo dos gráficos de diretividade entre (g), para a profundidade z_p em P_{rtmax} e (h), para uma profundidade z_p , considerando-se um decaimento de -6dB em P_{rt} , confirmaram que o feixe acústico realmente é mais diretivo nas profundidades próximas o pico de máximo. As retas de nível de decaimento a -3dB , mostram que o lóbulo principal da figura (g) é simétrico e estreito, em contraste com o da figura (h), onde o lóbulo, embora seja simétrico, possui dois picos de máximo e ainda é bem mais largo.

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

(f)

Figura 3.2: Gráficos dos feixes acústicos simulados para diferentes raios de curvatura Rd . (a) Feixe acústico com $Rd=10Dab$, (b) feixe acústico com $Rd=5Dab$, (c) feixe acústico com $Rd=2Dab$, (d) feixe acústico com $Rd=3/4Dab$. Gráfico (e) dos tempos de atraso equivalente. Gráfico (f) dos perfis de campo acústico normalizado. Gráfico (g) de diretividade em P_{rtmax} para a condição $Rd=2Dab$. Gráfico (h) de diretividade para a condição $Rd=2Dab$ e com decaimento $-6dB$ em P_{rt}

3.2- Simulação do feixe acústico defletido e focalizado em uma superfície curva com raio de curvatura $Rd=23,6mm$

Os valores de entrada usados nesta simulação são os mesmos do protótipo TR4. Assim, os dados da simulação servem como forma de parametrização das resoluções laterais do transdutor. As dimensões e o material do meio de propagação das ondas contínuas são os mesmos do *phantom* P2 descrito na Seção 5.4 do Cap. 5, concebido para simular interfaces corticais ósseas. Dessa forma, foram usados como parâmetros de entrada: $N=32$, $M=4$, $f=2,25MHz$, $cl=1517m/s$, $d=0,5mm$ e $v=60\mu m$. A primeira simulação considera o tradutor curvado sem a deflexão do feixe acústico ($\theta_s=0$), mas focalizado a uma profundidade $P_f=16mm$. Essa profundidade está bem próxima da localização das fraturas na interface cortical do osso do *phantom*. O raio de curvatura do *phantom* usado como parâmetro de entrada na simulação é $Rd=23,6mm$. A Fig. 3.3 mostra a imagem do feixe acústico, e os respectivos gráficos obtidos dessa simulação. As figuras (a) e (b) exibem o feixe acústico focalizado em P_f e os respectivos tempos de atrasos t_{nm} usados na focalização. O gráfico em (c), do perfil de campo acústico simulado, têm o pico de máximo de pressão acústica P_{rtmax} em $z_p=15,7mm$, um valor um pouco abaixo da profundidade do ponto focal P_f usado. O gráfico mostra que a amplitude de pressão decai rapidamente a $-3dB$, e para um nível de decaimento $-6db$, o feixe acústico quase não tem mais energia. Na profundidade $z_p=15,7mm$, no ponto de máximo de amplitude de P_{rtmax} , o lóbulo principal em (d) é estreito e simétrico

em torno de θ_s . Para os níveis de decaimentos -3dB e -6dB , a largura do lóbulo principal em (d) apresentou os valores de $\Delta\theta(-3\text{dB})=3,0^\circ$ e $\Delta\theta(-6\text{dB})=4,0^\circ$, o que leva aos valores de medida da resolução lateral $Rl_{3\text{dB}}=0,85\text{mm}$ e $Rl_{6\text{dB}}=1,12\text{ mm}$.

Figura 3.3: Gráficos da simulação do feixe acústico emitido no meio de propagação do *phantom* P2, sem deflexão e focalizado em $P_f=16\text{mm}$. (a) Perfil do feixe acústico, (b) tempos de atraso, (c) perfil do campo de pressão na direção de θ_s e (e) gráfico de diretividade do feixe acústico em P_{rtmax}

A segunda simulação repetiu todos os parâmetros de entrada do caso anterior, exceto pela deflexão do feixe em $\theta_s=22,5^\circ$. A Fig. 3.4 mostra o campo acústico simulado e os respectivos gráficos gerados dessa simulação. Para os tempos de atraso em (b), obteve-se a figura (a) do feixe acústico defletido e focalizado. A figura (a) mostra que o campo de pressão é simétrico na direção do feixe, onde concentra a maior parte da energia nas profundidades próximas a P_{rtmax} . O gráfico do perfil de pressão em (c) mostra que o pico de pressão P_{rtmax} ocorre a uma profundidade $z_p=15,6\text{mm}$. O gráfico de diretividade em (d) confirma que o feixe é bem diretivo ($\theta_s=22,5^\circ$) e quase simétrico. Na mesma profundidade, em P_{rtmax} , a largura do

lóbulo principal possui os valores de $\Delta\theta(-3dB)=3,16^\circ$ e $\Delta\theta(-6dB)=4,15^\circ$. Para os respectivos valores de $\Delta\theta$, a medida da resolução lateral foram, $Rlt_{3dB}=0,86mm$ e $Rlt_{6dB}=1,16mm$.

Figura 3.4: Gráficos da simulação do feixe acústico emitido no meio de propagação do *phantom* P2, defletido em $\theta_s=22,5^\circ$ e focalizado em $P_f=16mm$. (a) Perfil do feixe acústico, (b) tempos de atraso, (c) perfil do campo de pressão na direção de θ_s e (e) gráfico de diretividade do feixe acústico em P_{rtmax}

A terceira simulação foi feita para o caso mais extremo. Repetindo-se os mesmos parâmetros anteriores e uma deflexão $\theta_s=45^\circ$, gerou-se por simulação, os gráficos do campo acústico da Fig. 3.5. Devido à inclinação da deflexão do feixe acústico ser grande, o gráfico dos tempos de atraso em (b) é quase uma reta linear. A simulação do feixe acústico na figura (a), mostra que além do feixe acústico defletido em θ_s e focalizado em P_f , aparece também um segundo feixe acústico que se propaga do lado oposto. Esse segundo feixe acústico se deve ao lóbulo de espaçamento que ocorreu devido a θ_s ser grande. O ponto de máximo P_{rtmax} do perfil de pressão acústica da figura (c), simulada para o feixe acústico principal, ocorre na profundidade $z_p=14,35mm$. Esse valor ficou mais abaixo dos anteriores. O gráfico de

diretividade em (d), simulado para essa profundidade z_p em P_{rtmax} , mostra claramente a forte presença do lóbulo de espaçamento. O lóbulo de espaçamento, com amplitude relativa normalizada alta, aparece em $\theta=-41^\circ$ defletido do lado oposto ao feixe acústico principal. O lóbulo principal é defletido em $\theta=45,4^\circ$, um pouco fora do valor de θ_s , porém, considerado diretivo. Nessa região, em P_{rtmax} , o lóbulo principal é relativamente simétrico, apresentando as larguras de $\Delta\theta(-3dB)=4^\circ$ e $\Delta\theta(-6dB)=7,8^\circ$, e conseqüentemente, $Rlt_{3dB}=1,0mm$ e $Rlt_{6dB}=1,95mm$. Esses valores reforçam o fato de que o transdutor é menos eficiente nesse limite de deflexão, que além de apresentar um lóbulo principal mais largo, sofre também com a presença do lóbulo de espaçamento. Devido a sua magnitude ser alta, o mesmo deve produzir artefatos na imagem processada. Assim, adotou-se como limite para a deflexão do feixe acústico, o valor de $\theta_s < 40^\circ$.

Figura 3.5: Gráficos da simulação do feixe acústico emitido no meio de propagação do *phantom* P2, defletido em $\theta_s=45^\circ$ e focalizado em $P_f=16mm$. (a) Perfil do feixe acústico, (b) tempos de atraso, (c) perfil do campo de pressão na direção de θ_s e (d) gráfico de diretividade do feixe acústico em P_{rtmax}

CAPÍTULO 4

4-Materiais e Métodos – Primeira Parte

4.1- Cerâmica usada

A cerâmica piezelétrica escolhida para este trabalho é a cerâmica comercial denominada *Pz37* (Titanato Zirconato de Chumbo Modificado) da *FERROPERM*, com indicações para aplicações em modo pulso-eco (médicas e em ensaios não destrutivos). Suas principais vantagens, quando comparadas a outras cerâmicas do tipo *PZT*, são a de possuir impedância acústica mais baixa e largura de banda maior (FERROPERM, 2013). Por outro lado, são materiais mais porosos, o que inviabiliza sua fabricação para frequência acima de 5MHz. Essa informação foi passada pelo próprio fabricante em resposta a uma tentativa de aquisição de cerâmicas de mais alta frequência ($f > 5\text{MHz}$).

Para os protótipos de transdutores *arrays* lineares TR1, TR2 e TR3, os elementos foram obtidos a partir de cortes transversais em uma cerâmica piezelétrica *Pz37*, retangular, com dimensões de 40x20x1,42mm e frequência de operação $f=1\text{MHz}$. Para o protótipo TR4, com frequência de operação $f=2,25\text{MHz}$, a cerâmica possui dimensões de 30x15x0,63mm.

A tab. [4.1] apresenta as principais propriedades acústicas e piezelétricas da cerâmica *Pz37*.

Tabela 4.1: Propriedades do *Pz37* da *FERROPERM*

Propriedades elétricas, mecânicas e piezelétricas	
Temperatura de <i>Curie</i>	$T_c > 350^\circ$
Temperatura de Trabalho	$T_b < 250^\circ$
Permissividade relativa	$K_{33}^T = 1150(1\text{MHz})$
Coefficiente dielétrico de dissipação	$\text{tg}(\delta') = 15 \times 10^{-3}$
Fator acoplamento modo lateral	$k_p = 0,35$
Fator acoplamento modo espessura	$k_t = 0,52$
Fator de qualidade mecânica	$Q_m = 50 \text{ a } 1\text{MHz}$
Impedância acústica	$Z_{cer} = 18\text{MRayl}$
Massa específica	$\rho_{cer} = 6,6\text{g/cm}^3$

4.2- Preparação dos corpos de prova (amostras)

Os materiais *RTV* escolhidos para compor as camadas de cobertura foram os que apresentaram maior flexibilidade e resistência ao rasgamento. Os demais materiais testados que ficaram fora dessa especificação foram descartados. Para tal, as amostras com diferentes misturas de base/catalisador e outras substâncias foram preparadas até se chegar a materiais flexíveis com desempenho satisfatório. As amostras foram caracterizadas por meio da medição de suas propriedades mecânicas e acústicas, até se chegar numa relação de transmissão e recepção satisfatória dos sinais. Um tubo de *PVC* usinado foi usado como molde para a fabricação das amostras. Logo após a mistura das partes, uma câmara de vácuo foi utilizada para retirar as bolhas da mistura. As misturas foram depositadas nos moldes, os quais foram apoiados sobre uma superfície plana e nivelada, para garantir espessuras uniformes das amostras produzidas. A cura das amostras se deu a temperatura ambiente.

Os diâmetros das amostras preparadas foram medidos por um paquímetro digital *MITUTOYO* modelo “*Absolute*” e as espessuras, por um micrômetro externo digital *MITUTOYO* modelo “*Coolantproof*”. As variações encontradas nas medições das espessuras da amostra foram bem pequenas, inferiores a 0,15mm, de forma que a massa específica da amostra ρ_{Aj} foi calculada pelo quociente entre a massa medida e o volume calculado. A massa da amostra foi medida por uma balança semianalítica de precisão 0,001g, da marca *SHIMADZU* modelo *BL32OH* e capacidade de 320g. A mesma balança foi usada na dosagem das misturas para a confecção das amostras, de A1 até A6.

4.3- Medição das impedâncias elétricas das cerâmicas e dos sinais dos pulsos

Para a medição dos gráficos de módulo e fase da impedância elétrica das amostras de cerâmicas 1MHz e 2,25MHz, cortadas com as mesmas dimensões dos elementos dos protótipos de transdutores, usou-se o analisador de impedâncias (impedômetro) *AGILENT* modelo 4294A. O mesmo equipamento foi usado na medição dos mesmos gráficos de módulo e fase das cerâmicas dos elementos dos transdutores.

Os cortes de precisão com disco adiamantado das cerâmicas dos transdutores TR1 e TR2 foram realizados pela máquina de corte semi-automática *BUEHLER ISOMET* modelo

4000. Os cortes com disco adiamantado para a formação dos elementos dos transdutores TR3 e TR4 foram realizados pela máquina de corte automática de precisão *DISCO DAD322*.

Para a medição dos sinais dos pulsos usados na caracterização das amostras, usou-se um goniômetro manual/automático. O equipamento é capaz de alinhar a face da amostra em relação os transdutores: T1, usado como emissor, e T2, como receptor. Para a obtenção dos dados, empregou-se o uso da técnica de transmissão e recepção, para a captura dos sinais dos ensaios em imersão, feitos em um tanque com água preparada. O goniômetro descrito no trabalho é um equipamento desenvolvido no Laboratório de Ultrassom da *EPUSP*. No Apêndice B está uma descrição técnica do aparelho, bem como das técnicas usadas para a realização de ensaios com o aparelho no que se refere à obtenção e tratamento dos sinais de ultrassom.

Para se determinar a velocidade de propagação do ultrassom na água (cl_{agua}), mediu-se a temperatura da água T_{emp} a cada novo ensaio. Na medição da temperatura, foi usado um termômetro analógico da marca *INCOTERM* de precisão de 0,1°C.

Os transdutores monoelemento usados para a transmissão e recepção dos sinais de ultrassom são da *PANAMETRICS-NDT* série V314, e possuem uma frequência de trabalho $f=1\text{MHz}$ e 19mm de diâmetro. Foi usado também um par de transdutores da mesma marca e modelo (*PANAMETRICS-NDT U8517174*), com frequência $f=500\text{kHz}$ e diâmetro de 25mm para se medir os sinais da amostra A6. O pulsador/receptor dos sinais de ultrassom usado nos testes é da *OLYMPUS/PANAMETRICS-NDT* modelo 5077PR. Todos os sinais gerados e recebidos pelo pulsador durante os testes em imersão foram registrados pelo osciloscópio *AGILENT* modelo DSO5054A e armazenados em um PC. A comunicação dos dados é feita através de um cabo de rede de comunicação local “*ethernet*”. Os dados recebidos do osciloscópio foram convertidos em linguagem de programação do *software* comercial *MATLAB* e salvos em arquivos com o formato “*mat*”.

4.4- Sistema eletrônico de excitação de arrays

O sistema multicanal de ultrassom modelo *SITAU 32:128 (DASEL SISTEMAS, Espanha/Madri)* foi usado nos ensaios para a obtenção das imagens com transdutores *arrays*. O sistema possui entrada para transdutores de até 128 elementos, sendo capaz de excitar

grupos de até 32 elementos por vez. O sistema possui também uma interface que permite uma comunicação externa, onde é possível a programação de leis de atrasos arbitrárias através do *software MATLAB*. O aparelho ainda possui o seu próprio programa *SCANVIEW* que pode ser usado na obtenção de imagens, em tempo real, nos modos B e C, fornecendo as opções de varreduras linear e setorial. No caso da varredura linear, é possível programar uma abertura para grupos de até 32 elementos com multiplexação de até 128 elementos, ao passo que no caso setorial, apenas uma abertura de no máximo 32 elementos é possível. O programa ainda fornece os recursos de configurar os diferentes tipos de focalização, estática ou dinâmica, bem como outros recursos comuns usados em inspeções *NDT*.

Usando-se os recursos do aparelho, aplicou-se as leis de atraso arbitrárias para compensar a curvatura. Depois disso, os dados obtidos pelo equipamento e salvos no programa *MATLAB* com o formato “*mat*”, serviram para a formação das imagens. Dessa forma, foi possível realizar diferentes tipos de inspeção e apresentar as imagens de ultrassom em modo-B. Adicionalmente, o programa permitiu gerar as imagens em modo-B através da técnica *STA* (*synthetic transmit aperture*).

4.5- Caracterização da amostra –A1: Poliuretano flexível

O elastômero comercial é composto pela borracha sintética *RENCAS*T6410 e vulcanizado a temperatura ambiente pelo catalisador *REN*6410. O produto é disponibilizado no mercado pela *HUNTSMAN* e distribuído no Brasil pela *MAXEPOXI*. O elastômero escolhido apresenta uma ótima relação de flexibilidade e resistência mecânica ao rasgamento, e é indicado para a confecção de amortecedores e coxins por suportar bem cargas e vibrações. A mistura foi feita numa relação mássica de partes de borracha/catalisador na proporção de 1:1, como recomenda o fabricante.

Os sinais dos pulsos recebidos por T2, sem a presença da amostra A1 “*sa*” e com a amostra A1 “*ca*”, foram plotados na Fig. 4.1.

O pulso *sa* recebido por T2 da Fig. 4.1, sem a presença da amostra, chega mais rápido do que o pulso *ca*, com a amostra. Essa defazagem indica que a velocidade de propagação sem amostra é maior do que a com amostra ($c_{sa} > c_{ca}$).

Figura 4.1: Sinais dos pulsos sa e ca recebidos por T2 durante o ensaio com a amostra A1

A Figura 4.2 mostra a transformada de Fourier do sinal sa e do sinal ca , que foram plotados no domínio do tempo na Figura 4.1. Os gráficos mostram que os picos de máximo das amplitudes A_{sa} e A_{ca} dos sinais não ocorrem a 1MHz, e se as amplitudes fossem medidas diretamente a partir dos pulsos sa e ca , levaria ao cálculo de um valor maior para a atenuação α_{A1} da amostra A1. Se isso ocorrer, um erro mais acentuado no cálculo deve ocorrer para α_{A1} . Nos gráficos, está representada apenas a região que compreende os limites da faixa de frequência da largura de banda do transdutor.

Figura 4.2: Gráficos no domínio da frequência para os pulsos sa e ca da amostra A1

Para se ter um valor mais preciso da atenuação α do sinal na amostra A1, gerou-se o gráfico da Fig. 4.3. Os valores de α_{A1} foram plotados através do emprego da expressão B[7] apresentada na Seção B1 do Apêndice B, considerando a espessura e_{A1} da amostra A1.

A curva do gráfico mostra uma relação linear de α_{A1} com f , onde é possível interpolar uma reta. Dessa reta interpolada, podemos extrapolar e extrair outros valores de α_{A1} para outras faixas de frequência, o que é válido para materiais sólidos como este, em que o comportamento linear da curva se repete.

Figura 4.3: Curva de atenuação $\alpha_{A1}(1\text{MHz})$ obtida para o material da amostra A1

A Tab. [4.2] mostra as propriedades caracterizadas da amostra A1, segundo valores gráficos obtidos e os valores calculados pelas equações apresentadas no Apêndice B.

Tabela 4.2: Propriedades da amostra A1 caracterizada

Dimensões e propriedades mecânicas e acústicas de A1
$D_{A1}=72,02\text{mm}$
$e_{A1}=6,06\text{mm}$
$\rho_{A1}=1091,00\text{Kg/cm}^3$
$cl_{A1}=1517,85\text{m/s}$
$Zl_{A1}=1,69\text{MRayl}$
$T_{A1}=0,99$
$\alpha_{A1}=537,44\text{dB/m}$
$T_{emp}=21,7^\circ\text{C}$

4.6- Caracterização da amostra –A2: silicone flexível

O elastômero, composto por borracha sintética de silicone comercial *POLIMIX* e catalisador *POLIMX*, é fabricado pela *HUNTSMAN* e fornecido pela *MAXEPOXI*. Esse elastômero apresenta boa resistência e ótima moldabilidade, com baixa retração linear, e é usado na confecção de moldes para sabonetes. A mistura com razão mássica de 1:0,03 partes de borracha por catalisador foi usada, conforme as recomendações do fornecedor.

Em especial, por ser um material muito mole e deformável, duas lâminas planas auxiliares de aço inox foram usadas nas faces da amostra para a medição de sua espessura. Já o seu diâmetro $D_{A2}=72,00\text{mm}$ foi assumido como sendo igual ao diâmetro interno do molde.

Da mesma forma que os gráficos e a tabela para as propriedades da amostra A1 foram gerados, os resultados da amostra A2, baseados nos mesmos princípios descritos na Seção 4.4, foram apresentados na mesma sequência.

A Fig. 4.4 apresenta os sinais dos pulsos *sa* e *ca* recebidos por T2 durante o ensaio da amostra A2. No gráfico, nota-se que a velocidade de propagação do sinal na amostra é menor do que na água.

Figura 4.4: Sinais dos pulsos *sa* e *ca* recebidos por T2 durante o ensaio com a amostra A2

Com os pulsos da Fig. 4.4 representados no domínio do tempo da amostra A2, foram obtidos pela transformada de Fourier, os espectros em frequência dos sinais *ca* e *sa* da Fig. 4.5.

Figura 4.5: Gráficos no domínio da frequência para os pulsos *sa* e *ca* da amostra A2

A reta de atenuação α_{A2} para a amostra A2 está na Fig. 4.6 abaixo.

Figura 4.6: Curva de atenuação $\alpha_{A2}(1\text{MHz})$ obtida para o material da amostra A2

A Tab. [4.3] mostra as grandezas medidas e as propriedades caracterizadas da amostra A2.

Tabela 4.3: Propriedades da amostra A2 caracterizada

Dimensões e propriedades mecânicas e acústicas de A2
$D_{A2}=72\text{mm}$
$e_{A2}=9,73\text{mm}$
$\rho_{A2}=1351\text{kg/m}^3$
$cl_{A2}=961\text{m/s}$
$Zl_{A2}=1,30\text{MRayl}$
$T_{A2}=0,99$
$\alpha_{A2}=443\text{dB/m}$
$T_{emp}=20,2^\circ\text{C}$

4.7- Caracterização da amostra –A3: Epóxi flexível

O epóxi, composto pela resina *ARALDITE GY260* e endurecedor *ARADUR76*, é utilizado na confecção de moldes de injeção para plásticos. Para tal, adicionam-se cargas para dar maior resistência mecânica. O produto também é do fabricante *HUNTSMAN* e fornecido pela *MAXEPOXI*.

Embora o epóxi seja utilizado na confecção de moldes rígidos, se a mistura for dosada na proporção mássica 1:0,63 (resina/endurecedor), é possível gerar um material flexível e resistente ao rasgamento, especialmente para espessuras inferiores a 1mm.

Adicionalmente, para ajudar na mistura, foi acrescida uma quantidade de 1,2% de aditivo A525, inibidor de formação de bolhas, do mesmo fabricante e indicado pelo fornecedor.

Na Fig. 4.7 estão os pulsos dos sinais *sa* e *ca* da amostra A3. As diferenças entre as amplitudes dos sinais do gráfico da figura indicam que a atenuação do sinal é grande para esse tipo de material.

Figura 4.7: Sinais dos pulsos *sa* e *ca* recebidos por T2 durante o ensaio com a amostra A3

Na Fig. 4.8, estão os espectros de frequência do sinal *ca* (a) e do sinal *sa* (b) obtidos para a amostra A3.

Figura 4.8: Gráficos no domínio da frequência para os pulsos *sa* e *ca* da amostra A3

Na Fig. 4.9 está a curva de atenuação α_{A3} , obtida a partir dos ensaios da amostra A3.

Figura 4.9: Curva de atenuação $\alpha_{A3}(1\text{MHz})$ obtida para o material da amostra A3

A Tab. [4.4] mostra as grandezas medidas e as propriedades caracterizadas da amostra A3.

Tabela 4.4: Propriedades da amostra A3 caracterizada

Dimensões e propriedades mecânicas e acústicas de A3	
D_{A3}	=72,08mm
e_{A3}	=9,514mm
ρ_{A3}	=1076kg/m ³
cl_{A3}	=1929m/s
Zl_{A3}	=2,06MRayl
T_{A3}	=0,97
α_{A3}	=1,23x10 ³ dB/m
T_{emp}	=21,2°C

4.8- Caracterização da amostra –A4: Epóxi rígido

O epóxi rígido do material compósito da camada de acoplamento do transdutor TR3 é composto pela resina *ARALDITE GY279* e pelo catalisador *ARADUR HY951*. A resina foi escolhida por apresentar uma viscosidade baixa, facilitando a mistura com as partículas de alumina. Outras resinas foram testadas e medidas, mas não tiveram o mesmo desempenho, e por isso não são apresentadas nesse trabalho. Esse produto também é do mesmo fabricante *HUNTSMAN* e fornecido pela *MAXEPOXI* e muito usado na confecção de moldes rígidos.

Para a caracterização da resina epóxi pura, a proporção de mistura mássica 1:0,1 (resina/endurecedor) foi usada, conforme a especificação do fornecedor. Na Fig. 4.10 estão os pulsos dos sinais *sa* e *ca* da amostra A4.

Figura 4.10: Sinais dos pulsos *sa* e *ca* recebidos por T2 durante o ensaio com a amostra A4

Na Fig. 4.11, estão os espectros de frequência do sinal *ca* (a) e do sinal *sa* (b) obtidos para a amostra A4.

Figura 4.11: Gráficos no domínio da frequência para os pulsos *sa* e *ca* da amostra A4

Para a caracterização da amostra A4, mediu-se as velocidades cl e ct através dos sinais obtidos no tanque de imersão com o goniômetro. Antes da realização das medições, posicionou-se a amostra A4 com o seu centro na origem do eixo Z. O alinhamento da amostra com os planos de referência do goniômetro é garantido pelo próprio suporte, no qual a amostra assentada é preza. Mesmo assim, a fim de se garantir a melhor posição possível para o sinal amostrado, observou-se a forma de onda e a amplitude do próprio pulso. Visualmente, obteve-se então um ajuste mais fino, movimentando-se os eixos do goniômetro. Posteriormente, o próprio programa desenvolvido para o goniômetro se encarregou de girar a amostra em torno do eixo Y até um ângulo de 45° . No mesmo programa, a cada 1° de rotação, os dados foram armazenados e convertidos no formato *mat* do *Matlab* para serem processados posteriormente.

Os valores salvos nesse arquivo foram obtidos dos sinais transmitidos por T1 e recebidos por T2. Os valores medidos diretamente do osciloscópio a cada rotação foram simulados posteriormente no *MATLAB*. Pelo princípio de conversão de modos descrito no Apêndice B e pelo emprego direto da Eq. B[9], foi então possível gerar o gráfico da Fig. 4.12.

Figura 4.12: Gráfico das velocidades longitudinal e de cisalhamento da amostra A4 obtidas pelo princípio da conversão de modos

No gráfico da Fig. 4.12, observa-se que a conversão do modo de propagação longitudinal para o modo de cisalhamento ocorre quando $\theta_{inc} = \theta_{incr} \approx 33^\circ$.

Na Fig. 4.13 está a curva de atenuação α_{A4} obtida para o epóxi rígido da amostra A4 para uma faixa de frequência próxima a 1MHz.

Figura 4.13: Curva de atenuação $\alpha_{A4}(1\text{MHz})$ obtida para o material da amostra A4

O gráfico de α_{A4} da Fig. 4.13 exibe uma curva mais irregular em comparação as curvas de atenuação anteriores, que se assemelham muito mais a retas. Mesmo assim, ajustou-se uma reta média para a curva, no qual os valores podem ser extrapolados para frequências próximas ao do transdutor considerado.

Na Tab. [4.5] estão as grandezas medidas e as propriedades caracterizadas da amostra A4.

Tabela 4.5: Propriedades da amostra A4 caracterizada

Dimensões e propriedades mecânicas e acústicas de A4
$D_{A4}=50,97\text{mm}$
$e_{A4}=10,04\text{mm}$
$\rho_{A4}=1159\text{kg/m}^3$
$cl_{A4}=2610\text{m/s}$
$ct_{A4}=1272\text{m/s}$
$Z_{A4}=3,03\text{Mrayls}$
$T_{A4}=0,89$
$\theta_{inc}=33,5^\circ$
$\alpha_{A4}=498\text{dB/m}$
$T_{emp}=20,4^\circ\text{C}$

4.9- Caracterização da amostra-A5: Material da camada de acoplamento acústico do transdutor TR4

Para a cerâmica *Pz37* escolhida para o transdutor TR4, considerando-se a água como meio de propagação, calculou-se o valor de impedância média $Zl_{med} \approx 5,16 \text{ MRayls}$ pelo emprego direto da Eq. B[1] do Apêndice B. Então, com base no modelo de Sayers e Tait (1984), apresentado no Apêndice B, e os valores caracterizados de A4, gerou-se os gráficos Zl e Zt da Fig. 4.14. A partir daí, estabeleceu-se a fração em massa δ_{massa} de partículas de alumina a serem misturadas na resina epóxi, formando assim a massa compósita da camada de acoplamento do transdutor TR4.

Para se testar o modelo, e como forma complementar de se estabelecer uma confrontação entre os valores reais com os experimentais, confeccionou-se um número de oito amostras variando-se a fração em volume de partículas δ_{vol} . Os valores experimentais permitiu uma análise mais confiável dos dados. A Fig. 4.14 mostra claramente a proximidade dos valores experimentais com a curva teórica.

Figura 4.14: Curvas das impedâncias acústicas características das amostras

As partículas de alumina usadas, que apresentam granulometria média de $6\mu\text{m}$, foram embebidas pelo epóxi rígido da amostra A4 caracterizada. Os valores experimentais plotados nos gráficos da Fig. 4.14 são indicados pelos símbolos vazados “ $\circ$ ” e “ $\square$ ”, ao passo que os símbolos cheios “ $\bullet$ ” e “ $\blacksquare$ ” indicam os valores experimentais correspondentes à amostra A5 usados na confecção da camada de acoplamento do transdutor TR4.

Da mesma forma, a Fig. 4.15 apresenta a curva teórica e os valores experimentais das velocidades cl e ct da matriz compósita epóxi-alumina para as diferentes frações em volume de partículas.

Figura 4.15: Curvas das velocidades longitudinal e de cisalhamento das amostras

Com os valores teóricos calculados e os respectivos valores experimentais obtidos para cl e ct , definiu-se a porcentagem em volume de partículas de alumina a ser adicionada na mistura para se reproduzir o material da camada de acoplamento caracterizado na amostra A5. Sendo assim, por uma questão de simplificação, apenas os valores no ponto de interesse são atribuídos à amostra A5 e os resultados apresentados a seguir estão dispostos da mesma forma que a usada na caracterização das amostras anteriores.

Então, obtém-se a impedância pretendida $ZI_{med}=5,16\text{Mrayls}$ ao se usar uma fração em volume de partícula de $\delta_{vol}=0,25$. Mesmo para uma fração maior ($\delta_{vol}=0,4$), não houve dificuldades em se conceber a mistura compósita da amostra A5. Além disso, o epóxi escolhido tem uma viscosidade baixa e tempo de trabalho antes de endurecer de aproximadamente 40 minutos. Todos esses fatores contribuíram para se conceber uma mistura livre de bolhas e homogênea. Sendo assim, os mesmos procedimentos usados na fabricação das amostras anteriores foram mantidos.

Na Fig. 4.16 estão os pulsos dos sinais sa e ca medidos para os ensaios da amostra A5.

Figura 4.16: Sinais dos pulsos *sa* e *ca* recebidos por T2 durante o ensaio com a amostra A5

Na Fig. 4.17 estão os espectros em frequência dos sinais dos pulsos *sa* e *ca* obtidos para amostra A5.

Figura 4.17: Gráficos no domínio da frequência para os pulsos *sa* e *ca* da amostra A5

O gráfico da Fig. 4.18 mostra as velocidades, longitudinal e a de cisalhamento, obtidas pelo princípio de conversão de modos. A amostra A5 (compósita) teve um aumento das velocidades ct e cl em comparação à amostra A4 (epóxi puro sem partículas de alumina). A conversão do modo de propagação longitudinal para o modo de cisalhamento ocorre em um ângulo crítico menor, quando $\theta_{inc} = \theta_{incr} \approx 28^\circ$

Fig. 4.18: Gráfico das velocidades longitudinal e de cisalhamento da amostra A5 obtidas pelo princípio da conversão de modos.

Na Fig. 4.19 está a curva de atenuação α_{A5} obtida para o compósito da amostra A5 para uma faixa de frequência próxima a 1MHz. Comparando-se esse gráfico com o da amostra A4, a curva irregular de A5 mostra que houve um aumento acentuado da atenuação, o que, em parte, se deve as perdas por espalhamento causadas pelas partículas.

Figura 4.19: Curva de atenuação $\alpha_{A5}(1\text{MHz})$ obtida para o material da amostra A5

Na Tab. [4.6] estão as grandezas medidas e as propriedades caracterizadas da amostra A5.

Tabela 4.6: Propriedades da amostra A5 caracterizada

Dimensões e propriedades mecânicas e acústicas de A5
$D_{A5}=70,06\text{mm}$
$e_{A5}=7,92\text{mm}$
$\delta_{vol}=0,263$
$\rho_{A5}=1863\text{kg/m}^3$
$cl_{A5}=2823\text{m/s}$
$ct_{A5}=1494\text{m/s}$
$Zl_{A5}=5,26\text{MRayls}$
$T_{A5}=0,69$
$\theta_{incr}=27,8^\circ$
$\alpha_{A5}=1058\text{dB/m}$
$a_{PA4}=6\mu\text{m}$ (Alumina)
$T_{emp}=24,2^\circ\text{C}$

Através dos valores experimentais de A5 determinou-se a espessura ótima da camada de acoplamento do transdutor TR4 para a máxima transmissão na água. Ou seja, $e_{MTR4}=\lambda_{A5}/4$ calculado pela relação $cl_{A5}/(4f)=0,313\text{mm}$ para uma frequência de operação do transdutor $f=2,25\text{MHz}$.

4.10- Caracterização da Amostra –A6: Material da camada de retaguarda do transdutor TR4

Os procedimentos e princípios usados no dimensionamento e na caracterização da camada de retaguarda são muito similares aos que foram usados na determinação da camada de acoplamento. A matriz compósita da camada de retaguarda é composta por partículas de tungstênio de $a_p=12\mu\text{m}$ e borracha de poliuretano flexível. A borracha usada é a mesma caracterizada pela amostra A1.

O mesmo modelo de Sayers e Tait (1984) foi usado para a determinação das curvas teóricas das impedâncias Zt e Zl e as das velocidades cl e ct para as misturas compósitas de tungstênio-poliuretano flexível. No entanto, diferentemente do que foi feito com a mistura compósita alumina-epóxi, a velocidade transversal ct do poliuretano usada nos cálculos não foi determinada experimentalmente. Isto se deve ao fato de que o método experimental empregado, seguindo-se os princípios do modelo de frequências discretas proposto por Wu (1996) e por Wang et al. (2001), não é eficaz para a determinação de ct quando θ_{incr} é grande.

Nessa situação, como foi o caso da borracha de poliuretano flexível, optou-se por atribuir um valor $ct=cl/2$ para determinar ct , com cl medida experimentalmente. Essa aproximação não é tão grosseira, embora seja imprecisa. De qualquer forma, essa aproximação é válida, especialmente se o coeficiente de *Poisson* ν da Eq.[4.1] for próximo de 0,3 (CANNATA et al., 2006). A Fig. 4.20 mostra que os valores experimentais de Zl_{A6} ficaram próximos aos teóricos, contribuindo, assim, para a validação da condição $ct=cl/2$ previamente discutida.

$$ct/cl = \sqrt{[(1/2 - \nu)]/[1 - \nu]} \quad [4.1]$$

Figura 4.20: Curvas das impedâncias acústicas características Zl e Zt das amostras compostas de poliuretano flexível (amostra A1) com partículas de tungstênio

Nas curvas da Fig. 4.20, as impedâncias Zt e Zl crescem rapidamente quando a fração δ_{vol} é maior que 0,5. Na região em $\delta_{vol}=0,5$ a impedância Zl_{A6} da mistura tem o seu valor próximo à impedância $Zl_{cer}=18\text{MRayls}$ da cerâmica. O valor Zl_{cer} relativamente baixo do $Pz37$ facilitou bastante a confecção da amostra A6, pois nesse patamar, a fração $\delta_{vol}\approx 0,45$ usada na mistura ainda pôde de ser empregada pelo método. Além desse limite, em $\delta_{vol}=0,53$, a massa fica muito viscosa e sua fluidez durante a deposição fica comprometida.

Embora o gráfico mostre relativamente uma boa aproximação dos valores reais com os teóricos, devido ao alto grau de variação de Zl com δ_{vol} nessa faixa, a mistura deve ser precisa. De qualquer forma, como a densidade do tungstênio é muito grande em comparação à densidade do poliuretano usado, as partículas foram embebidas sem maiores dificuldades para o volume de poliuretano nessa proporção. Além disso, a flexibilidade da borracha composta

poliuretano-tungstênio se manteve também muito satisfatória. Assim sendo, o valor experimental de $Zl_{A6} \approx 17 \text{ Mrayls}$ obtido para uma fração $\delta_{vol} \approx 0,45$ foi também usado na confecção da camada de retaguarda do transdutor TR4. Visto que a mistura não apresentou maiores problemas com a ocorrência de bolhas, todos os procedimentos usados até esse ponto foram mantidos.

Na Fig. 4.21 estão as curvas teóricas de cl e ct e os valores experimentais das velocidades cl da matriz compósita tungstênio/poliuretano flexível para diferentes frações em volume δ_{vol} de partículas.

Figura 4.21: Curvas das velocidades cl e ct das amostras compósitas de poliuretano flexível (amostra A1) com partículas de tungstênio

Devido ao material compósito da amostra A6 possuir um alto grau de atenuação, não foi possível caracterizar a amostra usando-se os transdutores T1 e T2 de 2,25MHz na recepção e transmissão dos sinais. O ideal seria medir a atenuação da borracha compósita A6 na mesma frequência de operação (2,25MHz) do transdutor TR4. Mesmo usando-se os transdutores T1 e T2 de frequência de 1MHz, não foi possível medir o sinal por causa da alta atenuação do material. Mesmo empregando-se um ganho alto (30dB) no pulsador, não foi possível levantar os sinais, que ficaram muito distorcidos por causa da amplificação dos ruídos. A fim de se evitar o ajuste de um ganho muito grande no pulsador e de se manter os sinais dos pulsos o mais uniforme possível (menos distorcidos), recorreu-se aos transdutores TR1 e TR2 de 500kHz. Os transdutores de 500kHz são do mesmo fabricante dos de 1MHz e também muito similares, apenas tendo um diâmetro de abertura maior, de 25mm.

Na Fig. 4.22 estão os pulsos dos sinais *sa* e *ca* medidos para os ensaios da amostra A6, obtidos a uma frequência de 500kHz.

Figura 4.22: Sinais dos pulsos *sa* e *ca* recebidos por T2 durante o ensaio com a amostra A6

Na Fig. 4.23 estão os espectros de frequência do sinal *ca* (a) e do sinal *sa* (b) obtidos para a amostra compósita tungstênio-poliuretano (A6). Vale ressaltar, que a frequência central do espectro ficou em torno de 350kHz. Esse valor está bem abaixo da frequência de operação de 500kHz, dos transdutores TR1 e TR2, ajustada no pulsador.

Figura 4.23: Gráficos no domínio da frequência para os pulsos *sa* e *ca* da amostra A6

Na Fig. 4.24 está a curva de atenuação α_{A6} obtida para a mistura compósita da amostra A6 para uma faixa de frequência próxima a 500kHz.

Figura 4.24: Curva de atenuação $\alpha_{A6}(500\text{kHz})$ obtida para o material da amostra A6

Uma vez que não foi possível medir a atenuação a 2,25MHz, usou-se como referência uma reta interpolada na curva de atenuação de α_{A6} . O valor estimado para a atenuação na frequência de 2,25MHz foi calculado considerando que o fenômeno é linear e não deve variar com a frequência para partículas com tamanho $a_p < \lambda_{A6}$. Esse valor estimado foi, então, usado para determinar a espessura mínima necessária para a camada de retaguarda do transdutor TR4. Tomando-se como base a equação da reta de atenuação α obtida, chegou-se ao valor estimado de $\alpha_{A6} = \alpha(f=2,25\text{MHz}) = 1182\text{dB/m}$. Portanto, no caso de uma atenuação de 60dB, pretendida para o sinal propagado na camada de retaguarda, chega-se ao valor de espessura mínima necessária $e_{BTR4} = 5,6\text{mm}$. Na Tab. [4.7] estão as grandezas medidas e as propriedades caracterizadas da amostra A6.

Tabela 4.7: Propriedades da amostra A6 caracterizada

Dimensões e propriedades mecânicas e acústicas de A6
$D_{A6} = 69,86\text{mm}$
$e_{A6} = 6,65\text{mm}$
$\delta_{vol} = 0,457$
$\rho_{A6} = 9575\text{kg/m}^3$
$cl_{A6} = 1760\text{m/s}$
$ct_{A6} = ***$

Continuação da Tab. [4.7]

$$Z_{A6}=16,86\text{MRayls}$$

$$T_{A6}=0,96$$

$$\theta_{incr}=***$$

$$\alpha_{A6}=2650\text{dB/m}$$

$$a_{pA5}=12\mu\text{m (Tungstênio)}$$

$$T_{emp}=23,7^{\circ}\text{C}$$

CAPÍTULO 5

5-Materiais e Métodos – Segunda Parte

5.1- Fabricação e calibração do sensor de curvatura S1 do protótipo de transdutor TR3

O sensor de curvatura S1 foi desenvolvido e fabricado para ser incorporado ao transdutor TR3 e medir curvaturas cilíndricas. O sensor S1 foi embebido na própria borracha flexível de poliuretano caracterizada pela amostra A1. O sensor de curvatura foi concebido baseando-se nos princípios básicos de extensometria e resistência dos materiais. O sensor construído consiste de um par de extensômetros (Ext_{11} e Ext_{21}) colados na mesma posição e em faces opostas de uma lâmina metálica rígida de espessura 0,4mm. O material selecionado é uma liga de aço inox especial, muito similar às usadas na fabricação de lâminas de barbear. Esse material foi escolhido por apresentar uma rigidez mais satisfatória em relação às ligas de aço inox mais comum. Antes de se construir o sensor, testou-se a lâmina curvando-a em diferentes raios de curvatura. Durante os testes, observou-se que depois de solto, o material volta rapidamente para sua posição de origem sem apresentar deformação permanente. Mesmo depois de embebida na matriz, a lâmina preserva sua forma original depois de curvada e solta. Fato esse verificado nas próprias medições feitas para calibrar o sensor, onde se observa sempre um mesmo valor inicial de deformação quando o transdutor, depois de curvado, é posicionado em uma superfície plana. A Fig. 5.1 mostra o sensor de curvatura S1 finalizado.

Figura 5.1: Sensor de Curvatura S1

Os extensômetros *KFG-5120-C1-11* usados no sensor S1 são bastante comuns e indicados para medir deformações em corpos de prova de aços e suas ligas. Os extensômetros são também usados em ensaios dinâmicos, onde suportam um ciclo de carregamento 10^6 sem alterar suas propriedades. O produto é fornecido pela *PANAMBRA* e fabricado pela *KYOWA* do Japão. Esse extensômetro possui um tamanho de grade de 5mm, fator de deformação K_{ext} $2,09 \pm 1,0\%$ e resistência nominal de $120\Omega \pm 0,2\Omega$. A lâmina de aço usada possui uma tem uma dimensão 8x40mm.

O sensor mede curvaturas indiretamente, através da deformação da lâmina, quando a mesma é flexionada sobre uma superfície curva. Medir deformações em corpos de prova usando-se extensômetros (*strain gauges*) é muito comum na engenharia, nas mais diversas aplicações. O extensômetro usado no sensor S1 é do tipo mais comum e feito de um substrato flexível (geralmente: poliimida, epóxi ou poliéster) recoberto com uma camada muito fina de uma liga condutora metálica de cobre e níquel que formam a grade das trilhas. O material da camada condutora possui uma resistência elétrica conhecida e padronizada, determinando-se assim a resistência elétrica nominal da trilha. Este tipo mais comum de extensômetro tem a vantagem de ser prático, mais barato e amplamente disponível em diversas formas e tipos. O princípio de funcionamento do extensômetro é simples e sua resposta é fácil de se medir, e se baseia na segunda lei de *Ohm*.

Seguindo-se esse princípio, quando o extensômetro é colado na superfície do corpo de prova e o mesmo sofre uma deformação mecânica ε , o extensômetro sofre uma variação em sua resistência elétrica que é proporcional a deformação sofrida pelo corpo de prova. Ou seja, se o corpo de prova sofre um dado esforço mecânico de tração, a resistência elétrica da grade aumenta, e se ele é comprimido, a resistência diminui na mesma proporção para ambos os casos. Dessa forma, a variação da tensão elétrica devido a essa mudança na resistência elétrica do extensômetro é geralmente amplificada através de uma ponte de *Wheatstone* balanceada. Assim, o sinal da tensão elétrica amplificada V_s na saída da ponte está relacionado com a constante K_{ext} do extensômetro, que por sua vez é proporcional à quantidade de deformação ε sofrida pelo corpo de prova. No caso do sensor S1 usado no transdutor TR3, os dois extensômetros foram ligados em braços adjacentes da ponte de *Wheatstone* projetada na *EPUSP* pelo Laboratório de Ultrassom. Essa configuração usada na ligação dos extensômetros é conhecida como “ligação em meia-ponte”. Nesse tipo de configuração,

quando a lâmina é flexionada sobre uma curvatura, um extensômetro é comprimido enquanto o outro é tracionado na mesma proporção. Se considerarmos que os extensômetros são idênticos e montados da mesma forma, na mesma posição e em faces opostas, essa configuração permite cancelar os efeitos das tensões normais que se anulam quando a lâmina é curvada. A montagem ajuda também a compensar as influências de erros oriundos de derivas de temperatura durante a leitura da deformação pelo mesmo efeito de compensação. Além disso, no caso de uma medição de curvatura, a configuração em “meia-ponte” aumenta a sensibilidade de leitura do sistema, já que ela preserva somente as informações referentes aos esforços de flexão. Dessa forma, o valor da medida de flexão tem sua magnitude duplicada por causa da leitura simultânea do valor absoluto dos dois extensômetros, um em compressão e o outro em tração.

Dessa forma, a leitura dos esforços serve como referência nas medições indiretas para as curvaturas C , onde deve haver uma relação de proporcionalidade entre C e ε . Sendo assim, espera-se que o valor de tensão V_s lido para ε seja somente atribuído ao valor absoluto de deformação oriundo da flexão sofrida pela lâmina quando ela é curvada sobre uma superfície. Essa relação é dada pela Eq. 5.1.

$$V_s = \frac{V_{in} K_{ext} \varepsilon}{2} \quad [5.1]$$

Na Eq. 5.1, o valor V_{in} corresponde a tensão relativa na entrada da ponte, de forma que, os valores para a tensão V_s amplificada eletronicamente pela ponte são lidos diretamente usando-se um multímetro digital. Os dados de saída V_s são anotados manualmente e depois processados digitalmente no programa *MATLAB*.

Depois de embebido o sensor S1 na matriz flexível do transdutor TR3, mediu-se os sinais V_s para diferentes curvaturas $C=2/\Phi$. Os corpos de prova usados na calibração do sensor são cilíndricos e possuem diâmetros de curvaturas Φ que variam de 30 a 135mm. Uma média de 10 amostras foi usada nas medições para cada curvatura. O gráfico da Fig. 5.2 mostra os valores experimentais V_s denotados pelo símbolo “□” plotados em função das curvaturas C dos corpos de prova. Adicionalmente no mesmo gráfico foi ajustada uma curva de regressão que mostra a relação linear de V_s com C .

Figura 5.2: Curva ajustada para os pontos experimentais obtidos pelo sensor de Curvatura S1

A reta de regressão foi obtida pelo método dos mínimos quadrados e pode ser usada na interpolação dos dados experimentais com as curvaturas teóricas. O ponto no extremo superior direito do gráfico foi descartado no ajuste por ser considerado fora de medida. Ou seja, a tensão V_s para esse ponto foi obtida com a eletrônica saturada, de modo que, além desse limite, o sensor não é capaz de medir com precisão. A curvatura $C \approx 50 m^{-1}$ nesse ponto com V_s saturado corresponde a um diâmetro de curvatura Φ próximo a 30mm. Já no extremo esquerdo inferior, para curvaturas pequenas $C < 10 m^{-1}$, o sinal V_s é baixo e o sensor também não tem sensibilidade para medir os diâmetros de curvatura $\Phi > 130 mm$ correspondentes. O gráfico da Fig. 5.2 mostrou que o ajuste dos pontos experimentais é satisfatório para reta de regressão, fato esse posteriormente confirmado pelo coeficiente de correlação $r_g = 0,98$ calculado. Esse valor para r_g é tido como alto nas regressões e mostra a qualidade do ajuste indicando com segurança e precisão o comportamento do fenômeno físico. Baseado nesses valores calculou-se também o erro residual médio ponderado $e_{rr0} \pm 0,78 mm$. Mesmo sendo o erro não linear com a curvatura, visto que $C = 2/\Phi$, devido a esse valor ser pequeno, o mesmo pode ser considerado no ajuste para a medição de um diâmetro D qualquer. Portanto, para um dado corpo de prova com diâmetro $40 mm < D < 125 mm$, o sensor deve fornecer através de V_s um valor D_1 com desvio de 1,6mm do valor real esperado.

Dessa reta de regressão obteve-se também a expressão analítica da Eq. 5.2 usada nos cálculos dos diâmetros desconhecidos medidos pelo sensor S1.

$$D_1 = \frac{0,48}{V_s + 0,031} \quad [5.2]$$

Para o transdutor acoplado em superfícies côncavas, mantidas as mesmas condições de medição, espera-se que a nova reta de regressão ajustada possua valores muito próximos, porém com sinal invertido (coeficiente angular). Sendo assim, assume-se que a curva da Fig. 5.2 seja representativa para acoplamentos côncavos e convexos.

5.2- Fabricação e calibração do sensor de curvatura S2 do protótipo de transdutor TR4

Um segundo sensor S2 foi projetado e construído com o intuito de se determinar topografias de superfícies curvas suaves, ou seja, em casos aonde as geometrias das curvaturas côncavas/convexas sejam compatíveis com o valor efetivo da abertura $Dab \approx 30\text{mm}$ do transdutor TR4. O sensor S2 foi embarcado na matriz do transdutor da mesma forma que o sensor S1. A construção e a colagem dos extensômetros na lâmina seguiram os mesmos procedimentos descritos na construção do sensor S1. Inclusive, o mesmo tipo de lâmina foi também usado. Na Fig. 5.3(a) está a fotografia do sensor S2 finalizado e pronto para ser embebido na matriz flexível do protótipo de transdutor TR4. A Fig. 5.3(b) mostra a ordem de montagem dos pares de extensômetros *Ext* colados na lâmina.

Figura 5.3: Sensor de Curvatura S2. (a) Fotografia do sensor. (b) Vista lateral ilustrativa da montagem dos pares de extensômetros na lâmina

O sensor de posição S2 tem três pares de extensômetros colados em uma lâmina de aço. Cada par é colado sequencialmente na mesma posição e em faces opostas. Os primeiros índices subscritos '1' e '2' dizem respeito ao lado da lâmina em que se encontra o extensômetro, permitindo saber sua localização, ou seja, se o mesmo está colado na face

superior ou inferior da lâmina, respectivamente. Já o segundo índice subscrito ‘1, 2 e 3’ indicam qual é a posição do par montado. Essa configuração permite que o sensor S2 possa medir três raios de curvatura em três pontos paralelos equidistantes. A referência no centro da lâmina foi usada como ponto origem do sistema cartesiano xy do *array*. O sensor S2 foi embarcado no protótipo TR4 de forma que a linha média no centro da lâmina coincidissem paralelamente com abertura Dab do transdutor, servindo então, como um referenciador de posição dos n elementos do transdutor em relação à superfície de trabalho em que o transdutor é curvado. Dessa forma, o sensor S2 pode aproximar, por interpolação, a medida de uma mudança de curvatura arbitrária regular que seja próxima a de um caso real.

A fim de tornar a medição das curvaturas mais rápida e fácil, foi projetada, montada, e testada no Laboratório de Ultrassom da EPUSP uma nova placa eletrônica. Ao invés de se usar uma ponte de *Wheatstone* que precisa ser calibrada e balanceada a cada nova medição, a eletrônica mede a própria resistência elétrica dos extensômetros sem a necessidade de se calibrar o circuito. Dessa forma, como mostra a Eq. [5.3] é possível determinar a quantidade de deformação ε em função da variação da resistência elétrica ΔR_{ext} sofrida pelo extensômetro durante sua deformação, quando o mesmo é curvado sobre a superfície de trabalho.

$$\varepsilon_{ext} = \frac{\Delta R_{ext}}{K_{ext} R_{ext}} \quad [5.3]$$

Embora a eletrônica não forneça o valor de ΔR_{ext} diretamente, ela fornece o valor absoluto da resistência elétrica R_{extdef} do extensômetro deformado. Assim, para cada extensômetro, o valor da resistência elétrica R_{ext} desse sensor não-deformado é medido e posteriormente usado para determinar $\Delta R_{ext} = R_{ext} - R_{extdef}$, indiretamente.

Visto que o valor de K_{ext} é tabelado e fornecido pelo fabricante, determina-se ε_{ext11} e ε_{ext21} para o primeiro par de extensômetros colados em faces opostas da lâmina. E, considerando-se que a soma com sinais opostos das tensões normais se anulam, assume-se que a quantidade de deformação $\varepsilon_{par1} = \varepsilon_{ext21} - \varepsilon_{ext11}$ obtida para o primeiro par, se deva apenas ao dobro do valor absoluto do efeito da flexão sofrida pela lâmina.

Portanto, adotou-se a quantidade de deformação $\varepsilon_{par1}=(\varepsilon_{ext21}-\varepsilon_{ext11})/2$ de maneira a considerar-se apenas a medida absoluta de flexão sofrida pela lâmina. Feito isto, determina-se a curvatura C através de uma relação linear direta com o valor de deformação relativa da lâmina medida pelo par de extensômetros.

Repetindo-se os mesmos procedimentos e considerações anteriores, chega-se a uma equação da reta obtida para cada par.

$$\varepsilon_{par1} = A_1(C) + B_1 \quad [5.4]$$

$$\varepsilon_{par2} = A_2(C) + B_2 \quad [5.5]$$

$$\varepsilon_{par3} = A_3(C) + B_3 \quad [5.6]$$

Os coeficientes $A_{1,2,3}$ e $B_{1,2,3}$ das equações [5.4], [5.5] e [5.6] são determinados através da reta de regressão ajustada aos pontos experimentais.

As curvas de regressão do sensor S2 foram obtidas da mesma forma da reta anterior do sensor S1, ajustando-se aos pontos experimentais, a função regressão pretendida. A partir das retas de regressão, determinou-se então o valor dos coeficientes $A_{1,2,3}$ e $B_{1,2,3}$ para se chegar à equação da reta para cada par de extensômetros do sensor S2. Da mesma forma que S1, as retas de S2 também servem para se determinar curvaturas arbitrárias.

A exemplo do sensor S1, o ajuste das retas de regressão foi feito com transdutor flexionado sobre superfícies convexas (com diâmetros externos D). No caso de curvaturas côncavas, conhecendo-se a posição dos extensômetros da Fig. 5.3, convencionou-se como referência, os valores negativos lidos na leitura da placa. Dessa forma, a mesma curva com coeficiente angular negativo pode ser empregada na determinação de curvaturas de superfícies côncavas.

A Fig. 5.4 mostra as curvas de regressão obtida para os pares opostos de extensômetros colados na lâmina do sensor de curvatura S2.

A qualidade do ajuste é confirmada pelo valor alto do coeficiente de correlação r_g das retas de regressão, que se manteve acima de 0,98.

Figura 5.4: Curva de calibração dos pares de extensômetros do sensor S2

Assim, as equações [5.7], [5.8] e [5.9] foram extraídas das retas de regressão ajustadas e servem para determinar o valor de um diâmetro de curvatura Φ quando o transdutor é curvado sobre uma superfície curva desconhecida. No caso de uma superfície cilíndrica, os valores reais de D_1 , D_2 e D_3 são iguais. Dessa forma, os valores medidos pelos sensores devem ser muito próximos entre si. De qualquer forma, o erro residual médio não é desprezível e não é linear, dado que $C=2/\Phi$. Como a curvatura C é inversamente proporcional ao diâmetro de curvatura Φ , o erro é bem maior para curvaturas pequenas, e menor para curvaturas grandes. No caso das calibrações, o menor erro foi atribuído a maior curvatura C , onde se têm os menores diâmetros medidos. Ou seja, para um diâmetro de curvatura

$\Phi=30\text{mm}$, o maior erro médio esperado foi na ordem de $\pm 1,2\text{mm}$ para os pares. Para diâmetros de curvatura maiores ($\Phi>120\text{mm}$), esse erro ficou na ordem de $\pm 4,72\text{mm}$ para os pares calibrados.

$$D_1 = \frac{9,9910^{-5}}{\varepsilon_{par1} - 3,7210^{-5}} \quad [5.7]$$

$$D_2 = \frac{6,4910^{-5}}{\varepsilon_{par2} - 2,2910^{-5}} \quad [5.8]$$

$$D_3 = \frac{3,9710^{-5}}{\varepsilon_{par3} - 5,2110^{-5}} \quad [5.9]$$

5.3- Construção do *phantom* de ultrassom usado nos ensaios do transdutor TR3

Um *phantom* de ultrassom P1 foi desenvolvido e construído para simular interfaces ósseas mais densas do corpo humano. Mais especificamente, a interface cortical do osso. Uma amostra de interface cortical do osso foi usada no phantom P1. Essa amostra é disponibilizada comercialmente pela *SAWBONES*, no site “www.sawbones.com”. A amostra é constituída de uma estrutura densa de poliuretano expandido, cuja porosidade controlada pode ser usada como referência na comparação de interfaces ósseas cancerígenas em imagens de ultrassom. Essa amostra é atestada pela norma internacional ASTM F-1839-08 (199). A amostra possui um formato retangular de área aproximadamente igual a $25 \times 64\text{mm}$, e uma espessura de 3mm . A Fig. 5.5 mostra uma imagem da amostra imersa em água dentro de um tanque e posicionada dentro de um tubo de *PVC* com diâmetro $D=100\text{mm}$. O tubo de *PVC* foi usado para simular uma curvatura conhecida, onde foi aberto um rasgo retangular em sua parede para ser ajustado a abertura efetiva D_{ab} do transdutor TR3 curvado nela. Uma fita adesiva serviu como abraçadeira para curvar e prender o transdutor. Adicionalmente, foram feitas marcações para estabelecer a posição da amostra em relação à face do transdutor. O tubo foi colado com cera de abelha ao redor do centro da superfície de vidro marcada. A própria água do tanque foi usada como meio de propagação. A impedância acústica da água é próxima ao do tecido mole humano. Desta feita, a montagem serviu para simular uma da interface cortical óssea localizada dentro de um tecido mole do corpo humano.

Figura 5.5: *Phantom* de ultrassom P1 construído e usado nos testes do transdutor TR3

5.4- Construção do *phantom* de ultrassom usado nos ensaios do transdutor TR4

Um *phantom* de ultrassom P2 foi desenvolvido e construído para simular a detecção de fraturas em interfaces corticais do osso. Uma amostra de osso de uma tíbia bovina adquirida de um açougue foi usada na construção do *phantom* P2. Depois de limpo e seco, o osso foi cerrado no comprimento de aproximadamente 70mm e depois fraturado mecanicamente em 4 partes. Os pedaços separados foram alinhados e posteriormente colados próximos de sua posição de origem durante a reconstituição do osso fraturado. A cola de junção foi usada apenas nas regiões do topo para não ter influências nas imagens das fraturas pretendidas. As aberturas do osso fraturado com aproximadamente um comprimento de onda λ na água foram propositadamente mantidas nessa ordem de grandeza. Esse tamanho de abertura foi preservado para ser possível a sua detecção na imagem de ultrassom obtida pelo transdutor TR4 cuja frequência de operação f é de 2,25MHz. Dessa maneira, a abertura é compatível com a resolução lateral do transdutor TR4 cujos valores estimados, Rlt e Rlt_{dB} estão presentes na Tab. [7.9] do Cap. 7.

A Fig. 5.6 mostra uma imagem do osso reconstituído. As marcações R1 e R2 servem para determinar a localização das regiões fraturadas do osso. As marcações foram importantes para os testes de detecções de fraturas ósseas pelas imagens de ultrassom realizadas

posteriormente. Para isso, dois mapas, razoavelmente precisos com as medidas da seção externa da parede do osso foram desenhados para ajudar na localização das aberturas presentes nas regiões R1 e R2. Nessas regiões de interesse, os tamanhos das aberturas foram cuidadosamente anotados e serviram de referência para validar a capacidade do transdutor TR4 detectar e aferir na imagem de ultrassom a presença de uma fratura óssea completa.

Figura 5.6: Imagem do osso reconstituído usado na construção *phantom* de ultrassom P2

Dessa forma, uma vez realizado o mapeamento das marcações do osso, em seguida, o mesmo foi posicionado dentro de um tubo de *PVC* com diâmetro $D=46\text{mm}$. O tubo foi usado como molde para ser recoberto e embebido pela mesma borracha de poliuretano flexível caracterizada pela amostra A1.

Esse material foi usado por possuir uma impedância acústica e velocidade de propagação próxima ao do tecido humano mole. Depois de preenchido o molde, removido as bolhas e curada a borracha, o *phantom* P2 foi extraído do molde e pronto para ser usado.

Na Fig. 5.7 está uma fotografia do *phantom* P2 finalizado.

Figura 5.7: Fotografia do *phantom* de ultrssom P2 usado nos testes de imagem do transdutor TR4

CAPÍTULO 6

6-Materiais e Métodos – Terceira Parte

6.1- Fabricação dos protótipos TR1 e TR2

Todos os procedimentos para a mistura dos materiais das camadas dianteiras e traseiras do transdutor, bem como a retirada das bolhas e o processo de cura, foram seguidos conforme a descrição feita para a caracterização das amostras A_j do Cap.4 ($j=1,2,...,6$).

6.2- Processo de corte da cerâmica com a dimensão dos elementos *Exa* de TR1 e TR2

As cerâmicas dos elementos do *array* de TR1 e TR2, possuem dimensões *Exa* de 20x2,6mm. Todos os cortes da cerâmica executados nas diferentes etapas de fabricação foram feitos pela máquina de corte de precisão semi-automática *BUEHLER ISOMET 4000*.

6.3- Fabricação do protótipo TR1

O material da camada de cobertura traseira do protótipo é o mesmo material caracterizado pela amostra A1 de polieuretano flexível. Para a deposição da camada dianteira foi usado o epóxi flexível caracterizado pela amostra A3.

Os materiais dos moldes usados são de acrílico e fenolite. As peças dos moldes foram projetadas para serem encaixadas entre si dando as dimensões laterais do transdutor. O primeiro molde foi concebido para a montagem e alinhamento da sequência de elementos do *array*. Esse molde serve de medida da espessura da camada traseira e de suporte para a montagem do segundo molde. O segundo molde foi projetado para ser encaixado na estrutura da parte traseira do primeiro molde, servindo também de estrutura para a deposição da camada dianteira do transdutor. A altura do degrau das laterais desse segundo molde possui a dimensão da espessura da camada dianteira do transdutor. Esse degrau serviu de referência para a espessura final da camada dianteira.

A Fig. 6.1 mostra o processo de fabricação dos protótipos TR1 e TR2.

Figura 6.1: Etapas de fabricação do protótipo TR1. (a) Posicionamento e montagem das cerâmicas no primeiro molde. (b) Soldagem dos fios de sinal nos eletrodos dos elementos. (c) Montagem do segundo molde e soldagens dos fios de terra nos eletrodos dos elementos

Na Fig. 6.1(a) está a montagem manual das cerâmicas no molde. Primeiramente, as cerâmicas foram cortadas com a dimensão *Exa* dos elementos do *array*. Em seguida, os elementos cerâmicos foram colados individualmente no fundo do molde com fita adesiva dupla-face. Para dar a dimensão do passo, usou-se como espaçador, plaquetas de fenolite cortadas na mesma medida *E* de elevação do elemento. Depois, como pode ser visto na Fig. 6.1(b), foram soldados os fios de sinal dos micro-coaxiais nos eletrodos de terra da cerâmica. Depois da primeira soldagem, vedaram-se os espaços vazios fora do molde com cera de abelha derretida. Após a deposição e a cura da camada traseira, a estrutura retirada com o primeiro molde foi virada para cima e encaixada na estrutura de montagem do segundo molde. A montagem completa do segundo molde pode ser vista na Fig. 6.1(c). Após essa segunda montagem, as superfícies dos eletrodos de sinais das cerâmicas ficaram expostas, o que possibilitou a soldagem dos cabos de terra dos micro-coaxiais. Após a soldagem dos fios de terra, o segundo molde foi preenchido com acamada dianteira. Antes do endurecimento da mistura, o acabamento superficial da camada foi realizado através de um processo manual de remoção dos excessos usando-se um raspador.

Logo após a cura da camada dianteira, o transdutor fica recoberto e vedado não precisando ser encapsulado. A Fig 6.2 mostra uma fotografia do protótipo TR1. Para finalizar todo o processo de fabricação, a outra ponta do cabo com os micro-coaxiais é soldada nos pinos do conector, que segue o mesmo padrão *HYPERTAC* com 160 pinos.

Figura 6.2: Fotografia do protótipo de transdutor TR1

Portanto, o protótipo de transdutor TR1 da Fig. 6.2 possui $N=16$ elementos, passo regular $d=3,65\text{mm}$, um tamanho $a=2,6\text{mm}$ e frequência de operação $f=1\text{MHz}$. Onde, a face de abertura efetiva do transdutor é recoberta pela camada transparente de epóxi flexível A3. Essa camada possui uma espessura em torno de $0,5\text{mm}$. A face traseira do transdutor é recoberta pelo polieuretano flexível A1, e tem uma espessura próxima de $7,50\text{mm}$, dando as dimensões finais do transdutor.

6.4- Fabricação do protótipo TR2

Um segundo protótipo de transdutor TR2 foi fabricado. Os mesmos procedimentos usados na fabricação de TR1 foram mantidos. A fotografia da Fig. 6.3 mostra o protótipo TR2 fabricado.

Figura 6.3: Fotografia do protótipo de transdutor TR2

O protótipo de transdutor TR2 da Fig. 6.3 possui $N=16$ elementos, passo regular $d=3,65\text{mm}$, um tamanho $a=2,6\text{mm}$ e frequência de operação $f=1\text{MHz}$. O material das

camadas dianteira e traseira é o silicone caracterizado pela amostra A2. A camada dianteira que recobre os elementos, possui uma espessura em torno de 3mm, enquanto que a camada traseira tem espessura próxima de 10mm.

6.5- Fabricação dos protótipos TR3 e TR4

Dois protótipos de transdutores, TR3 e TR4, dotados de um sensor de curvatura foram fabricados. Embora os procedimentos na montagem dos moldes e os processos de fabricação dos novos protótipos sejam semelhantes aos dos transdutores TR1 e TR2, algumas alterações foram necessárias. Isso ocorreu devido ao fato do passo d e o tamanho a dos elementos da sequência do *array* serem bem menores. O tamanho não permite o mesmo tipo de montagem manual descrito na Seção 6.3 usado para a fabricação do transdutor TR1 e TR2. A dimensão de área Exa dos elementos foi calculada para respeitar o dimensionamento do transdutor com base nos modelos discutidos nos capítulos 2 e 3, que simulam a focalização, a deflexão e a diretividade do feixe acústico, a fim de se evitar problemas com o aparecimento dos lóbulos de espaçamento e minimizar os lóbulos laterais. Assim sendo, houve a necessidade de se preparar novos moldes para alinhar os cabos de sinal e de terra dos micro-coaxiais no passo pretendido. Além disso, os novos moldes também foram projetados para alinhar e posicionar, em relação aos elementos da sequência do transdutor, o sensor de curvatura que é embebido na própria matriz polimérica flexível. Os sensores de curvatura dos transdutores TR3 e TR4 foram concebidos para realizar de forma indireta a medida de diferentes curvaturas quando o transdutor é curvado sobre a superfície. A medida indireta da curvatura é feita através da leitura da deformação de uma lâmina de liga de aço inoxidável quando ela é flexionada. Essa medida de flexão é feita pelo uso de extensômetros (*strain gauges*) lineares uniaxiais. E através da curva de calibração do sensor é possível medir a curvatura da superfície e corrigir as leis de atraso. No Cap. 5 está descrito em detalhes a fabricação e a calibração dos sensores de curvatura S1 e S2 dos transdutores TR3 e TR4.

6.6- Processo de corte da cerâmica com a dimensão dos elementos Exa de TR3 e TR4

Os cortes de precisão da placa de cerâmica de 1MHz com disco adiamantado, nas etapas de fabricação do transdutor TR3 foram feitos pela máquina de corte *DISCO* modelo *DAD322*. Essa máquina de corte foi usada por causa do tamanho a dos elementos ser bem

menor do que o dos protótipos anteriores. A mesma máquina de corte foi usada para cortar a pastilha de cerâmica de 2,25MHz usada na fabricação do protótipo de TR4.

6.7- Fabricação do protótipo TR3

O protótipo de transdutor TR3 foi fabricado com o sensor de curvatura S1 embebido na matriz flexível. O sensor S1 foi projetado para medir curvaturas cilíndricas. O material das camadas dianteira e traseira do transdutor é a mesma borracha de poliuretano flexível caracterizado pela amostra A1. A mesma pastilha de cerâmica *Pz37* de 1MHz foi utilizada para compor os elementos da sequência. Antes do corte para a separação dos elementos, a pastilha de cerâmica com tamanho de 40x20mm foi colada no vidro por uma fita dupla-face, deixando-se o eletrodo de sinal negativo exposto. Em seguida, os elementos da sequência foram separados através de cortes longitudinais passantes na pastilha feitos pelo disco adiamantado da máquina de corte. O disco adiamantado usado possui uma espessura de corte $e=90\mu\text{m}$ dando uma dimensão para o vão de separação de aproximadamente $v=0,1\text{mm}$. Uma vista esquemática desse processo está presente na Fig. 6.4.

Figura 6.4: Vista esquemática da montagem da cerâmica na placa de vidro e o processo de corte da cerâmica com o disco adiamantado

A continuação do processo de fabricação do transdutor TR3 segue as etapas dos processos mostrados nas fotografias da Fig. 6.5. A Fig. 6.5(a) mostra o molde montado ao redor da cerâmica cortada com os elementos separados. O primeiro espaçador1 foi

posicionado e colado no vidro de modo a alinhar e prender os fios de sinal dos micro-coaxiais, de jeito, a ser possível a realização do processo manual de soldagem nos eletrodos dos elementos espaçados.

Depois da soldagem dos fios de sinal, os contatos soldados foram limpos e preparados para primeira deposição da camada frontal do transdutor com o poliuretano flexível da amostra A1. Para garantir uma espessura final de 0.8mm para a camada frontal do transdutor, foi realizado um processo manual de raspagem dos excessos na superfície do molde. Depois da cura da borracha de poliuretano flexível, o primeiro molde foi cuidadosamente removido e os fios de sinal foram mantidos presos no primeiro espaçador¹. Posteriormente, a parte inferior da estrutura removida do vidro, foi virada com o fundo para cima e afixada com cera de abelha no mesmo vidro com o segundo espaçador² já posicionado e colado no mesmo vidro.

A Fig. 6.5(b) mostra a nova estrutura com os eletrodos de sinal positivo das cerâmicas dos elementos expostos. O processo seguinte, mostrado na Fig. 6.5(c), segue com a soldagem dos fios de terra dos micro-coaxiais nos eletrodos de sinal positivo dos elementos. E, de forma análoga ao molde anterior, o segundo molde foi montado para receber a primeira camada traseira.

A deposição dessa primeira camada intermediária serviu para a preparação da superfície de assentamento do sensor S1. Depois de curada, a camada intermediária possui uma espessura de 4mm e recobre totalmente as cerâmicas e os fios dos micro-coaxiais. Na superfície dessa camada, posicionou-se cuidadosamente o sensor S1 em uma região fora da interface entre as camadas com a cerâmica embebida na borracha. A representação esquemática da Fig. 6.5(c) mostra a região escolhida para embeber o sensor S1 para que o mesmo não se tornasse uma interface refletora, evitando-se assim, a formação de uma zona de ondas de reverberação durante a emissão e recepção dos sinais de ultrassom dos elementos.

Finalmente, a segunda camada de retaguarda foi adicionada para embeber o sensor de curvatura na mesma borracha e dar dimensões finais ao transdutor.

Figura 6.5: Etapas de fabricação do protótipo TR3. (a) Corte da cerâmica e montagem do primeiro molde com o primeiro espaçador. (b) Montagem do segundo molde com o segundo espaçador. (c) Soldagem dos fios de terra nos eletrodos dos elementos e marcação da posição do sensor S1

A Fig. 6.6 mostra o transdutor TR3 fabricado. O tamanho dos elementos do transdutor E_{xa} é de 20x1mm. O transdutor TR3 possui um total de $N=44$ elementos, passo regular $d=1,1\text{mm}$, e frequência nominal de operação $f=1\text{MHz}$. A espessura final do transdutor é de aproximadamente 14mm e possui um tamanho total de 30x50mm com abertura efetiva $D_{ab}=39,5\text{mm}$.

Figura 6.6: Fotografia do protótipo de transdutor TR3

6.8- Fabricação do protótipo TR4

O protótipo de transdutor TR4 foi fabricado com o sensor de curvatura S2 embebido na matriz flexível. O sensor S2 foi projetado para se medir três curvaturas diferentes equidistantes e determinar uma curvatura irregular arbitrária suave. O transdutor TR4 foi também projetado emitir um pulso mais estreito e amortecido para se ter uma largura de banda maior e uma resolução de imagem melhor. Para tal, determinou-se um espaçamento entre elementos com valor $d=0,6\text{mm}$. Para isso, os cortes na cerâmica foram realizados com um disco de corte adiamantado cuja espessura de corte é $e=40\mu\text{m}$. O valor do passo ficou próximo ao valor do comprimento de onda na água $\lambda_{\text{agua}}=0.66\text{mm}$ para uma frequência de operação $f=2.25\text{MHz}$. Também foram dimensionados e caracterizados os materiais das camadas de acoplamento e a de retaguarda. A camada de acoplamento acústico foi caracterizada pela amostra A5, enquanto a camada de retaguarda foi caracterizada pela amostra A6.

Uma placa retangular de cerâmica Pz37 de 2,25MHz com dimensão de 14x30mm foi utilizada para compor os elementos da sequência do *array*.

Antes dos cortes de separação dos elementos da sequência, a pastilha de cerâmica foi recoberta com a camada de acoplamento de $\lambda_{A5}/4$ de espessura. Devido a camada ser muito fina optou-se por um processo de deposição a vácuo mostrado na Fig. 6.7.

Figura 6.7: Molde de preenchimento a vácuo da camada de acoplamento acústico do protótipo TR4

A mistura A5 homogeneizada e livre de bolhas é depositada no canal de entrada do molde e depois puxada á vácuo pela bomba conectada no canal de saída do molde. A bomba puxa a mistura e preenche o canal do molde com a espessura $\lambda_{A5}/4$ recobrindo toda a

superfície livre da cerâmica no molde. Visto que os reservatórios estão ligados, quando a mistura é contraída após a cura, o canal não sofre mudança em seu nível de preenchimento, o que ocorre apenas nos níveis de entrada e saída dos dois reservatórios. Desse modo, depois de curada a mistura, o canal do molde é aberto e a cerâmica é retirada com as dimensões da camada de acoplamento depositada.

A Fig. 6.8 mostra a cerâmica extraída do molde com a camada de acoplamento finalizada.

Figura 6.8: Pastilha de cerâmica Pz37 recoberta com a camada de acoplamento usada na fabricação do transdutor TR4

Uma pequena tira de 1,5mm de largura com o eletrodo de sinal positivo da cerâmica foi mantido para tornar possível a soldagem dos micro-coaxiais.

Depois do processo de deposição, a pastilha recoberta foi assentada no vidro com fita dupla face. A face da pastilha recoberta com a camada de acoplamento foi afixada no vidro, de modo que apenas o eletrodo negativo da pastilha ficasse exposto. Nessa posição, a pastilha foi cortada para separar e formar os 48 elementos da sequência. O processo seguinte consiste em colocar um espaçador com os 48 cortes longitudinais distados no mesmo passo dos elementos.

A Fig. 6.9 mostra as principais etapas de soldagem dos fios e montagem dos moldes para deposição das camadas de borracha flexível. A Fig. 6.9(a) mostra o primeiro molde montado com a pastilha já cortada e o espaçador¹ na mesma posição do passo dos eletrodos negativos dos elementos. Em seguida, o processo de soldagem dos fios de sinal dos micro-coaxiais nos eletrodos negativos das cerâmicas dos elementos é executado manualmente. A Fig.6.9(b) exhibe uma fotografia com os fios de sinal soldados nos eletrodos. Depois de limpo a superfície com as soldas dos contatos, o primeiro molde recebe a primeira camada de

retaguarda com 4mm de espessura. Antes da deposição, a mistura A6 foi homogeneizada e colocada na câmara de vácuo para eliminar bolhas indesejáveis.

Após a cura da primeira camada de retaguarda, preparou-se a superfície livre escolhida para receber o sensor S2, do mesmo jeito do que foi feito para com o sensor S1. Desta feita, o sensor S2 foi posicionado no mesmo molde acima da extremidade dos cabos para não funcionar como refletor e causar interferências nos sinais que se propagam para traz, e que se deseja atenuar. A linha média da lâmina do sensor S2 foi alinhada paralelamente em relação ao centro dos elementos da sequência do *array*. Este alinhamento é muito importante para ser usado como referência na localização dos elementos quando o transdutor é curvado. Com o sensor S2 colocado na posição correta, depositou-se a segunda camada de retaguarda mantendo-se os mesmos procedimentos anteriores. A espessura de 8mm para a segunda camada de retaguarda foi assegurada através de um calço deslizante ajustado nas laterais do molde que serviu também como raspador para os excessos de mistura A6.

Posteriormente à cura da segunda camada, retirou-se o primeiro molde cuidadosamente, mas mantendo-se os fios presos ao primeiro espaçador1. Em seguida, retirou-se a estrutura com as camadas curadas, mas, sem retirar o espaçador1. Depois disso, virou-se a estrutura com a parte de baixo para cima e montou-se o segundo molde de forma similar. Um segundo espaçador2, semelhante ao primeiro, foi encaixado no segundo molde permitindo-se assim o alinhamento e a soldagem dos micro-coaxiais de terra comum nos eletrodos positivos cortados e não recobertos da tira exposta.

Depois da soldagem dos fios de terra dos micro-coaxiais, a superfície foi cuidadosamente limpa e uma última cama de borracha de poliuretano (A1) com espessura de 0,5mm foi depositada para proteger os contatos e dar dimensões finais ao transdutor.

A Fig. 6.9(c) mostra o transdutor TR4 fabricado. O tamanho dos elementos do transdutor *Exa* é de 14x0,56mm. O transdutor TR4 possui um total de $N=48$ elementos, passo regular $d=0,6$ mm, e frequência nominal de operação $f=2,25$ MHz. A espessura final do transdutor é de aproximadamente 12mm. Depois de fabricado, o transdutor possui um tamanho total de 40x50mm com abertura efetiva $Dab=24$ mm.

(a) Montagem do espaçador no primeiro molde

(b) Soldagem dos fios de terra dos coaxiais

(c) Fotografia do transdutor TR4 finalizado

Figura 6.9: Etapas de fabricação do protótipo TR4. (a) Montagem do primeiro molde, (b) soldagem dos fios de sinal e a marcação da posição do sensor S2. (c) Fotografia do transdutor TR4 finalizado

CAPÍTULO 7

7- Resultados experimentais – Primeira Parte

7.1- Caracterização dos protótipos TR1 e TR2

7.1.2- Caracterização da amostra de cerâmica 1MHz de TR1 e TR2

Em uma fase preliminar, mediu-se a resposta em frequência da amostra de cerâmica *Pz37* de 1MHz. A amostra foi cortada com a mesma dimensão *Exa* dos elementos do *array* dos protótipos TR1 e TR2. Para verificar o comportamento mecânico da cerâmica, usou-se a curva de impedância elétrica na banda de frequência de interesse $0,5 < f < 1,5\text{MHz}$ próxima a frequência nominal de operação do transdutor $f=1\text{MHz}$. Sabe-se que o ideal é que todos os elementos cerâmicos da sequência do *array*, quando excitados pelo pulso elétrico na frequência de ressonância do transdutor, vibrem e ressonem na mesma banda de frequência do modo fundamental ou modo de espessura. Porém, devido à própria dimensão do elemento não ser a ideal, espera-se que uma boa parte da energia seja também despendida em outros modos além do modo fundamental requerido. Sendo assim, somente a energia dos modos que estão combinados ao modo fundamental e se propagam no meio na mesma direção do feixe acústico são desejáveis. Dessa forma, os modos que se combinam por interferências construtivas na mesma banda de interesse, quando são somados, aumentam a sensibilidade e a largura de banda do sinal. Tanto a sensibilidade como a largura de banda são parâmetros primordiais no dimensionamento do transdutor, pois, os mesmos se relacionam diretamente com a resolução lateral e axial do sinal, que por sua vez, são os grandes responsáveis pela qualidade da imagem de ultrassom formada. Por isso, a largura de banda e os modos de vibração são cruciais na caracterização do transdutor.

Através da largura de banda é possível escolher as bandas de frequência na qual o transdutor deve operar de forma mais eficiente. Para uma largura de banda maior e sensibilidade alta, os elementos terão que emitir um pulso mais estreito, uniforme, e com a maior amplitude possível. Para isso ocorrer, é necessário que não haja a presença tão forte de outros modos parasitas. Esses modos parasitas e seus harmônicos, quando estão próximos ou mesmo acoplados ao modo fundamental, vibram em outras direções e não contribuem para a

propagação do sinal de ultrassom na mesma direção do feixe acústico. Quando isso acontece, espera-se que haja perda de energia do sinal de ultrassom além da presença de artefatos na imagem (DE JONG et al., 1985).

Para cerâmicas retangulares *Exa*, os modos parasitas se devem principalmente a influência e perturbação dos dois primeiros modos laterais principais e seus harmônicos na resposta em frequência do modo fundamental na mesma banda de frequência. A presença desses modos acontece principalmente quando as dimensões laterais dos elementos *Exa* estão próximas ao do valor de sua espessura e_{cer} . Por isso, essas dimensões, além de serem críticas para o aparecimento dos lóbulos de espaçamento e aumento na intensidade dos lóbulos laterais, também influenciam sensivelmente a resposta em frequência do transdutor no modo fundamental de espessura requerido.

A Fig. 7.1 exhibe as curvas de módulo M_{imp} e fase F_{imp} da impedância elétrica da amostra de cerâmica *Pz37* de frequência nominal $f=1\text{MHz}$. Os gráficos foram plotados a partir dos dados obtidos do analisador de impedância. Os gráficos mostram as curvas de impedância elétrica para uma banda de frequência $0,4 < f < 1,6\text{MHz}$. Nessa faixa, ocorrem os principais modos de vibração da cerâmica na banda de interesse do transdutor.

Figura 7.1: Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica da amostra de cerâmica 1MHz cortada com a mesma dimensão dos elementos de TR1 e TR2

A cerâmica cortada, usada para medir as curvas de impedância elétrica, possui uma área $axE=2,6 \times 20\text{mm}$ e espessura $e_{cer}=1,42\text{mm}$. Para essa geometria retangular da cerâmica, o fator de acoplamento acústico $kt=0,37$ mostrou que o corte deve afetar o desempenho da cerâmica, no qual o valor tabelado $kt=0,52$ não ficou tão próximo do valor medido por causa de outros modos concorrentes que aparecem no gráfico da Fig. 7.1. Esse valor de kt foi obtido pela Eq. [7.1] (CANNATA, 2006) e (DE JONG et al., 1985).

$$kt = \sqrt{\frac{\pi fr_{esp}}{2 far_{esp}} \frac{1}{tg(\pi fr_{esp} / 2 far_{esp})}} \quad [7.1]$$

Uma vez que a cerâmica é um ressonador de meio comprimento de onda ($e_{cer}=\lambda_{cer}/2$), a ressonância no modo de espessura deve ocorrer nas frequências próximas a $fr_{esp}=cl_{cer}/2e_{cer}$. Esse valor deve ser um pouco menor do que a frequência nominal $f=1\text{MHz}$ da cerâmica, levando-se em conta o corte no tamanho a , de modo que a cerâmica deixa de ser um ressonador ideal no modo de espessura e vibra também nos modos laterais mais próximos. Na Fig. 7.1, a ressonância elétrica atribuída ao modo de espessura aparece na banda com a frequência $fr_{esp}=980\text{kHz}$, onde ocorre o menor valor de impedância $M_{imp}=87\Omega$ e uma mudança de fase F_{imp} nessa região. No limite inferior da banda do gráfico da Fig. 7.1, aparece um modo bem destacado na frequência $f_A=516\text{kHz}$. Esse modo é atribuído ao segundo modo lateral de largura com frequência $fr_{la}=cl_{cer}/2a$. A proximidade desse modo na resposta do modo de espessura se dá pelo fato de que o tamanho a do elemento é próximo do valor da espessura e_{cer} da cerâmica. Segundo De Jong et. al (1985), o ideal seria um elemento com razão de aspecto de pelo menos $e_{cer}/a>1,42$, no entanto, a cerâmica usada possui uma razão de aspecto $e_{cer}/a=0,53$ apenas. Nessa região, onde ocorre o segundo modo lateral, o valor da impedância dada pelo módulo $M_{imp}=136\Omega$ é baixo. Dessa forma, a maior parte da energia durante a excitação é gasta no segundo modo lateral de vibração nessa banda. Sendo assim, nessa faixa de frequência, o transdutor não tem eficiência na emissão dos pulsos no modo fundamental de espessura requerido. Para o primeiro modo de elevação, a razão de aspecto $E/e_{cer} \approx 14>10$ é satisfeita. Desse modo, a frequência desse modo em $fr_{lE}=cl_{cer}/2E$ é baixa, ficando bem afastada da banda, onde sequer aparece na figura.

Na região da banda marcada pela frequência f_C , observa-se ainda um modo desconhecido onde ocorre um mínimo de impedância $M_{imp}=174\Omega$ com mudança de fase nessa

banda. Esse modo desconhecido aparece próximo ao modo fundamental de espessura. Na frequência f_B , aparece um outro modo desconhecido um pouco mais afastado do modo fundamental, e com uma impedância $M_{imp}=450\Omega$ bem mais alta.

A Fig. 7.2 mostra o pulso emitido pela cerâmica e recebido pelo hidrofone pontual de 0,6mm. Para este gráfico, bem como os outros, os sinais dos pulsos foram obtidos a partir de ensaios executados em um tanque de imersão com a ponta do hidrofone distando de 40 a 80mm da face do emissor. Na Seção A.1 do Apêndice A está descrito em maiores detalhes o experimento. As retas de nível de decaimento -3dB e -6dB da Fig. 7.2 foram usadas como referência na determinação dos parâmetros obtidos para caracterizar o transdutor. No Apêndice A está presente também uma descrição completa dos parâmetros usados na caracterização dos elementos dos protótipos TR1, TR2, TR3 e TR4.

Figura 7.2: Forma de onda do pulso emitido pela amostra de cerâmica 1MHz cortada com a mesma dimensão dos elementos de TR1 e TR2

A forma de onda da Fig. 7.2 mostra o aspecto de um sinal pulsado não homogêneo constituído por bandas de frequência separadas. Essa divisão se dá por causa da presença de outros modos fora de fase em relação ao modo de espessura. O mais ideal seria que o pulso apresentasse um sinal menos distorcido e de curta duração. Ao invés disso, a forma de onda do pulso da Fig. 7.2 não tem a aparência de uma função senoidal amortecida com poucos ciclos de duração. A duração longa do sinal se deve ao fato de que a cerâmica pura não tem nenhuma camada que provoque o amortecimento do pulso. Mesmo assim, existe ainda uma

parcela considerável de amortecimento do sinal devido própria espessura da cerâmica $Pz37$. Devido à própria porosidade controlada da cerâmica, ocorrem as perdas mecânicas internas dentro do material, o que é evidenciado por seu alto fator de perda mecânica Qm^{-1} .

Embora os modos próximos ajudem a aumentar a largura de banda do sinal, pelo fato dos mesmos estarem em bandas distintas, eles aumentam a duração do pulso prejudicando a resolução de detecção do transdutor e o contraste da imagem de ultrassom formada.

Para verificar as bandas de frequência do pulso emitido, e como forma complementar da análise, gerou-se o gráfico do espectro em frequência do pulso na banda de interesse. A curva está presente na Fig. 7.3.

Figura 7.3: Bandas de frequência do pulso emitido pela amostra de cerâmica 1MHz de TR1 e TR2

A curva do espectro em frequência do pulso mostra toda a banda de frequência compreendida entre $0,850 < Bw < 1,3 \text{ MHz}$. Para a reta de nível de decaimento de -3dB pretendida, a largura de banda $Bw_{3dB} = 8,8\%$ foi estabelecida. De forma análoga, para uma reta de nível de decaimento -6dB, obteve-se a banda $Bw_{6dB} = 26\%$. Percebe-se na curva do espectro, a presença de dois modos distintos destacados por seus picos de máximo. Baseando-se nos gráficos de impedância elétrica M_{imp} e F_{imp} da Fig. 7.1, o modo de espessura deve ocorrer na banda de frequências próximas a $fr_{esp} = 980 \text{ kHz}$. Nessa banda com frequências próximas a de fr_{esp} , aparece o primeiro pico em $fp = 930 \text{ MHz}$. Nessa região, a curva é simétrica e bem

uniforme, englobando somente a banda $B_{W_{3dB}}$ mais estreita. Na banda $B_{W_{6dB}}$ mais larga, na frequência $f_{M1}=1,17\text{MHz}$, surge um segundo pico que indica a presença de um segundo modo próximo ao modo de espessura. A curva desse segundo modo também é simétrica e uniforme, e não está acoplada ao modo de espessura. Na mesma banda $B_{W_{6dB}}$, existe ainda uma faixa de frequência de corte $1,06 < f < 1,14\text{MHz}$ em -6dB , onde o transdutor não tem energia na transmissão do sinal de ultrassom no meio (água). Ou seja, na banda $B_{W_{6dB}}$ o espectro acaba sendo dividido em duas regiões bem distintas.

Esse segundo modo marcado por f_{M1} também aparece na curva de impedância elétrica da Fig. 7.1. Nessa figura, o modo é destacado na banda de frequência em torno de $f_C=1,12\text{MHz}$. A presença desse modo é ainda notada por sua forte influência no sinal pulsado distorcido da Fig. 7.2, onde claramente nota-se que o sinal é composto por bandas separadas do modo fundamental.

7.1.3- Parametrização do protótipo de transdutor TR1

As curvas de módulo e fase da impedância elétrica do elemento central $n=8$ de TR1 estão na Fig. 7.4(a). As curvas de impedância dos demais elementos foram comparadas e tiveram a mesma forma e valores bem similares entre si. A título de comparação, as figuras (b) e (c) exibem as mesmas curvas de impedância elétrica para os elementos das extremidades, inferior $n=1$, e superior $n=16$.

Figura 7.4: Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica dos elementos de TR1. (a) Elemento central $n=8$, (b) elemento $n=1$ e (c) elemento $n=16$

O valor gráfico de $kt=0,38$ demonstra que a adição das camadas A1 e A3 de TR1 não altera significativamente as relações de energia na banda de frequência do modo de espessura cujas frequências fr_{esp} e far_{esp} se mantiveram praticamente as mesmas da amostra de cerâmica de 1MHz.

Os gráficos de impedância elétrica, M_{imp} e F_{imp} , mostram que a resposta em frequência dos elementos do transdutor difere da resposta em frequência do elemento cerâmico puro. Ao invés das curvas de impedância com o segundo modo lateral destacado e mais facilmente identificado na banda de frequência do gráfico, verifica-se apenas o aparecimento de duas regiões com múltiplos modos acoplados amortecidos. Baseando-se na resposta em frequência da cerâmica sem as camadas, e considerando as suas dimensões, atribui-se apenas ao modo de espessura a banda onde ocorre a frequência $fr_{esp}=974\text{kHz}$ e o mínimo de impedância elétrica $M_{imp}=300\Omega$, para uma mudança de fase F_{imp} nessa banda.

Uma comparação entre o gráfico da resposta em frequência da impedância elétrica do elemento central do transdutor ($n=8$) com o elemento cerâmico 1MHz, mostra que o amortecimento dos modos ocorreu pela adição dos materiais A1 e A3, usados na confecção das respectivas camadas dianteira e traseira do transdutor TR1.

A Fig. 7.5(a) mostra o sinal no tempo do pulso emitido pelo elemento central $n=8$ de TR1. Em comparação, verificou-se que os demais pulsos dos outros elementos não variaram significativamente sua forma de onda. Desta feita, a forma de onda da figura é representativa

na representação dos pulsos dos demais elementos de TR1, visto que os pulsos emitidos pelos elementos $n=1$ em (b) e $n=16$ em (c) possuem uma forma de onda parecida entre si.

Figura 7.5: Forma de onda dos pulsos emitidos pelos elementos de TR1. (a) Pulso emitido elemento central $n=8$, (b) pulso emitido pelo elemento $n=1$ e (c) pulso emitido pelo elemento $n=16$

As retas de nível de decaimento (-3dB e -6dB) do sinal da Fig. 7.5(a) mostraram que o pulso tem uma duração menor do que o pulso da cerâmica pura. Mesmo assim, o sinal ainda é ressonante e continua distorcido. Além disso, o pulso não tem a forma ideal de um ciclo senoidal amortecido, e aparentemente o sinal é composto por outros modos acoplados na ressonância do modo de espessura em bandas de frequência diferentes. A amplitude do sinal diminuiu devido ao aumento na magnitude M_{imp} da impedância elétrica por causa da adição

das camadas do transdutor TR1. Essa diminuição na sensibilidade S_{ens} do pulso mostra que o transdutor teve uma diminuição de energia na transmissão na mesma proporção.

Seguindo-se o roteiro de variáveis descritas e definidas no Apêndice A, gerou-se o gráfico de sensibilidade para os protótipos de transdutores e os seus respectivos valores parametrizados. A Fig. 7.6 exibe o gráfico de variação da sensibilidade S_{ens} (em escala dB) em relação ao valor médio de pico-a-pico $Vpp^{med}=83,9\text{mV}$, para os $N=16$ elementos de TR1. O gráfico mostra a proximidade dos valores com a reta média em zero, indicando assim que a sensibilidade Vpp dos pulsos não variou significativamente em relação ao seu valor médio. A maior variação de Vpp em relação ao valor médio Vpp^{med} foi de $-0,6\text{dB}$.

Figura 7.6: Gráfico do desvio (em escala dB) do valor médio das amplitudes Vpp dos elementos do transdutor TR1

A Tab. [7.1] apresenta os principais valores de referência usados na caracterização dos pulsos de TR1, que foram obtidos a partir dos dados parametrizados dos $N=16$ elementos amostrados. Os resultados foram calculados através dos valores gráficos extraídos das retas de nível de decaimento (-3dB e -6dB). As retas de decaimento foram então usadas como referência para obtenção dos parâmetros de medição dos pulsos.

Desse jeito, a tabela fornece o valor médio de tensão de pico-a-pico (Vpp^{med}), bem como os seus valores de máximo (Vpp_{max}), e de mínimo (Vpp_{min}). Os valores médios de tensão de pico (Vp_{3dB}^{med} e Vp_{6dB}^{med}), a duração média dos pulsos (dp_{3dB}^{med} e dp_{6dB}^{med}) e as médias das medidas da resolução axial (Rax_{3dB}^{med} e Rax_{6dB}^{med}). Dado que o gráfico de sensibilidade S_{ens} de

TR1 não apresentou uma variação significativa, os valores médios tabelados não variaram significativamente, de modo que os pulsos parametrizados são representativos para caracterizar o transdutor.

Tabela 7.1: Parametrização dos pulsos do protótipo de transdutor TR1

Valores típicos de sensibilidade S_{ens} do transdutor TR1				
$V_{pp_{max}}$	$V_{pp_{min}}$	V_{pp}^{med}	$V_{p_{3dB}}^{med}$	$V_{p_{6dB}}^{med}$
92,89mV	72,13mV	83,89±5,4mV	19,97±1,18mV	10,0±0,59mV
Dimensionamento dos pulsos de TR1				
dp_{3dB}^{med}	dp_{6dB}^{med}	Rax_{3dB}^{med}	Rax_{6dB}^{med}	
1,01±0,0065μs	2,17±0,0022μs	0,76±0,0048mm	1,66±0,01mm	

Os valores tabelados demonstram que a resolução axial do transdutor é pobre. Mesmo para um nível de decaimento de -3dB, a resolução axial Rax_{3dB} mostra que TR1 não deve detectar e diferenciar obstáculos na água separados longitudinalmente a uma distância de 0,765mm.

A duração dp_{3dB} é longa por causa do pulso ressonante. Além disso, a frequência de operação do transdutor $f=1\text{MHz}$ é relativamente baixa e se torna o principal parâmetro limitador do transdutor a ser considerado.

Para um sinal $V_{p_{6dB}}$ com maior sensibilidade, nota-se que Rax_{6dB} aumenta, diminuindo a resolução axial, e assim, comprometendo o desempenho do transdutor sensivelmente. Nesse patamar mais alto de energia para o sinal, o nível de ruído é alto, e também deve interferir na resposta do transdutor.

O espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento central $n=8$ do transdutor TR1 foi plotado no gráfico da Fig. 7.7(a). Da mesma forma, em (b) e (c) estão os espectros dos pulsos dos elementos $n=1$ e $n=16$.

Observando-se as figuras 7.7 de (a) a (c), evidenciamos que os espectros em frequência dos pulsos emitidos pelos demais elementos do transdutor apresentaram curvas que seguiram um mesmo padrão de comportamento.

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento central de TR1

(a)

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento n=1 de TR1

(b)

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento n=16 de TR1

(c)

Figura 7.7: Bandas de frequência dos pulsos emitidos pelos elementos de TR1. (a) Espectro do elemento central $n=8$, (b) espectro do elemento $n=1$ e (c) espectro do elemento $n=16$

Os espectros dos pulsos de TR1 são bem similares ao espectro da Fig. 7.3, da amostra de cerâmica pura, apenas apresentando um aspecto mais amortecido e uma com uma banda Bw_{3dB} e Bw_{6dB} maior. De qualquer forma, a banda de frequência do espectro continua com os dois modos bem destacados. Uma comparação entre as curvas de impedância elétrica da cerâmica pura (Fig. 7.1) com o espectro em frequência do elemento central de TR1 em (a), indicam que o transdutor possui dois modos principais bem distintos. O primeiro modo é o de ressonância na banda com f_{resp} equivalente ao primeiro pico em f_p . O segundo modo está presente na banda marcada pela frequência f_C da Fig. 7.1, onde o mesmo é claramente compatível com a frequência f_{M1} do segundo pico da Fig. 7.7(a).

Dessa forma, devido ao amortecimento e a maior proximidade dos modos, para um decaimento de -3dB, o transdutor deverá ressonar tanto no modo de espessura como também no segundo modo, diferentemente do que ocorreu com a cerâmica pura em -3dB. Sendo assim, o pulso do transdutor TR1 acaba sendo favorecido pelo segundo modo.

Para simplificar o entendimento dos valores tabelados a seguir, obedecendo-se o que já foi adotado, usou-se o sobrescrito, “med”, para indicar o valor médio de uma variável, e os subscritos “-3dB e -6dB”, para indicar o nível de decaimento empregado nos cálculos do qual os valores foram extraídos. Dessa forma, a Tab. [7.2] fornece os respectivos valores médios das frequências f_a , f_b , f_p e f_c , os valores médios das larguras de banda B_w , bem como o valor médio da frequência de ressonância elétrica f_{resp} do modo de espessura, obtida a partir das curvas de impedância elétrica dos $N=16$ elementos.

Tabela 7.2: Valores médios parametrizados de frequência para as bandas $B_{w_{3dB}}$ e $B_{w_{6dB}}$ assumida

Frequências de referência			
f_{resp}^{med}	f_p^{med}		
980±4kHz	996±7kHz		
Banda de frequência para um nível de decaimento de -3dB			
fb_{3dB}^{med}	fa_{3dB}^{med}	fc_{3dB}^{med}	Bw_{3dB}^{med}
933±4,6kHz	1,16±0,005MHz	1,05±0,005MHz	21,52±0,09%
Banda de frequência para um nível de decaimento de -6dB			
fb_{6dB}^{med}	fa_{6dB}^{med}	fc_{6dB}^{med}	Bw_{6dB}^{med}
880±18kHz	1,20±0,013MHz	1,04±0,014MHz	30,78±1,6%

7.1.4- Parametrização do protótipo de transdutor TR2

A Fig. 7.8 mostra as curvas de módulo e fase da impedância elétrica do elemento central $n=8$ de TR2. Ao contrário de TR1, as curvas não seguiram o mesmo padrão. Embora os formatos das curvas sejam parecidos, os seus valores parametrizados variam entre si. Atribui-se a essa variação, problemas decorrentes da delaminação na matriz flexível sofrida pelas cerâmicas dos elementos por causa da borracha de silicone (material caracterizado pela amostra A2). Em virtude desse material não apresentar alta aderência de contato entre as partes (interface cerâmica/polímero), os elementos cerâmicos do transdutor tiveram problemas com descolamento, desprendendo-se assim da matriz flexível.

O efeito de delaminação foi causado durante a manipulação do transdutor durante os ensaios. Consequentemente, as cerâmicas dos elementos trincaram e algumas tiveram os seus cabos micro-coaxiais rompidos dos eletrodos ficando sem nenhum sinal.

A exemplo do transdutor TR1, as interferências do segundo modo lateral no modo de espessura se repetiram, devido aos mesmos problemas relacionados ao dimensionamento dos elementos.

Figura 7.8: Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica da cerâmica do elemento central $n=8$ do transdutor TR2

O valor gráfico da frequência fr_{esp} ficou menor do que o da amostra de cerâmica de 1MHz e do elemento central de TR1. Apesar disso, o valor de $kt=0,43$ obtido graficamente é maior entre os dois anteriores. Atribui-se a essa mudança mais significativa, o impacto da adição material A2 nas camadas de TR2, que possivelmente amortece melhor os modos laterais do que as camadas de TR1, melhorando-se, assim, a relação de transmissão da banda.

As curvas de módulo M_{imp} e fase F_{imp} da impedância elétrica do elemento central $n=8$ de TR2 é bem parecida com a curva do elemento $n=8$ de TR1. Comparando-se as curvas M_{imp} e F_{imp} das figuras 7.4 (de TR1) e 7.8 (de TR2) com as mesmas curvas da Fig. 7.1 (da cerâmica pura), verifica-se que as bandas de frequência atribuídas ao modo fundamental de espessura, e a do segundo modo lateral e seus componentes, seguiram o mesmo comportamento.

A Fig. 7.9 mostra o sinal no tempo do pulso emitido pelo elemento central de TR2. Se comparado com os pulsos dos elementos de TR1, constata-se que o pulso do elemento central $n=8$ de TR2 possui uma oscilação na forma de onda similar à dos pulsos dos elementos de TR1.

Apesar da similaridade entre o pulso $n=8$ de TR2 com os de TR1, uma comparação feita entre os pulsos de outros elementos de TR2, mostrou que a forma de onda da maioria deles não ficou parecida uma com as outras. Mesmo assim, a forma de onda do pulso do elemento $n=8$ ficou parecida com a maioria dos elementos não danificados, o que serviu de base para assumir que esse elemento da sequência não sofreu danos.

Figura 7.9: Forma de onda do pulso emitido pelo elemento central $n=8$ de TR2

A título de exemplificação, a Fig. 7.10 mostra a forma de onda de um pulso fora do padrão esperado assumido para os sinais de TR2. O pulso obtido de $n=12$ possui um valor de sensibilidade S_{ens} bem menor do que o esperado, exibido pelo pulso central $n=8$. Essa discrepância se deu pela ocorrência de danos sofridos pela cerâmica do elemento. Tais anomalias podem ser atribuídas aos defeitos causados pela delaminação da cerâmica na borracha de silicone A2.

No caso do elemento $n=12$, provavelmente a cerâmica sofreu uma trinca e se partiu, separando o seu eletrodo em partes. No sinal da Fig. 7.10, obtido para esse elemento, apenas a

parte remanescente de cerâmica, ainda com os cabos de sinal e terra do seu micro-coaxial, foi excitada e emitiu um sinal fraco.

Figura 7.10: Exemplo de um pulso com forma de onda desproporcional gerado pelo elemento $n=12$ de TR2

A Tab. [7.3] fornece os valores usados na parametrização dos pulsos do transdutor TR2. No entanto, devido a grande variação na forma de onda dos pulsos não foi possível assumir um valor médio na parametrização do transdutor TR2. Sendo assim, os valores tabelados dizem respeito apenas a um único elemento e não é representativo para caracterizar o transdutor. Mesmo assim, a parametrização desse elemento serve de base de comparação se todos os demais elementos da sequência funcionassem de forma adequada.

Tabela 7.3: Parametrização dos pulsos do protótipo de transdutor TR2

Valores típicos de sensibilidade S_{ens} do elemento central de TR2				
V_{pp}	$V_{pp_{min}}$	V_{pp}^{med}	$V_{p_{3dB}}$	$V_{p_{6dB}}$
73,8mV	****	****	17,2mV	8,66mV
Dimensionamento do pulso do elemento central de TR2				
dp_{3dB}	dp_{6dB}	Rax_{3dB}	Rax_{6dB}	
1,06μs	2,24μs	0,75mm	1,58mm	

Uma comparação entre os valores médios dp_{3dB} e dp_{6dB} de TR1 com os mesmos valores obtidos para o elemento $n=8$ de TR2, mostrou que a duração dos pulsos de ambos os transdutores ficou muito próxima. O mesmo pode-se dizer sobre as medidas da resolução

axial Rax_{3dB} e Rax_{6dB} . Sendo assim, nessa comparação de TR1 com TR2, a mudança mais importante que houve, se deu em relação às amplitudes dos sinais dos pulsos. Tanto o elemento $n=8$ de TR2, como os outros, classificados como sem danos, tiveram suas amplitudes abaixo do valor médio V_{pp}^{med} de TR1. Essa diminuição na sensibilidade do pulso se deve por causa da borracha de silicone. Embora o silicone A2 possua uma atenuação menor do que a do epóxi flexível A3, o material recobriu os elementos com uma espessura bem maior para formar a camada dianteira ($e_{TR2}/e_{TR1}=6$). Mesmo assim, embora a sensibilidade S_{ens} do sinal $n=8$ de TR2 seja menor, a borracha também ajudou a suprimir o segundo modo lateral melhorando a resposta do transdutor TR2, tornando-a mais amortecida.

A Fig. 7.11 mostra o gráfico do espectro em frequência do pulso central do transdutor TR2. A exemplo de TR1, na curva do espectro aparecem dois picos próximos nas bandas de interesse, BW_{3dB} e BW_{6dB} . O primeiro pico em f_p é atribuído a ressonância no modo de espessura, enquanto que o segundo pico em f_{M1} , pertence ao mesmo modo identificado na curva de impedância elétrica do elemento central de TR2. Nesse gráfico da Fig. 7.8, esse modo está presente na banda com f_A . Adicionalmente, para um decaimento -6dB, aparece ainda na Fig. 7.11, um terceiro modo destacado. A curva desse terceiro modo é assimétrica, mas, tem um pico bem visível em f_{M2} . Nos gráficos de M_{imp} e F_{imp} da cerâmica pura e do elemento central de TR2, o terceiro modo não pode ser identificado claramente.

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento central de TR2

Figura 7.11: Bandas de frequência do pulso emitido pelo elemento central $n=8$ de TR2

Mesmo para os elementos ativos de TR2, aceitos como não danificados, a largura de banda Bw_{3dB} e Bw_{6dB} entre eles variou bastante em relação ao valor médio. Uma diferença grande de variação em porcentagem foi encontrada, a mais baixa foi de 7% do seu valor médio, e mais alta chegou a 16%.

Devido a essa grande variação da forma de onda dos pulsos medidos, ao invés de se apresentar os valores médios, a Tab. [7.4] mostra apenas os resultados obtidos para o elemento $n=8$ parametrizado.

Tabela 7.4: Valores típicos de frequência para as bandas Bw_{3dB} e Bw_{6dB} do elemento parametrizado $n=12$ de TR2

Frequências de referência			
	fr_{esp}	fp	
	954kHz	1MHz	
Banda de frequência para um decaimento de -3dB			
fb_{3dB}	fa_{3dB}	fc	Bw_{3dB}
947kHz	1,20MHz	1,07MHz	23,61%
Banda de frequência para um decaimento de -6dB			
fb_{6dB}	fa_{6dB}	fc	Bw_{6dB}
931kHz	1,32MHz	1,13MHz	34,61%

Embora os valores gráficos e tabelados de um único elemento não sirvam para caracterizar de forma adequada o transdutor TR2, eles foram usados como referência, tão somente a título de comparação, para apresentação dos dados parametrizados.

7.2- Caracterização dos protótipos TR3 e TR4

7.2.1- Caracterização da amostra de cerâmica 1MHz de TR3

Uma amostra de cerâmica foi cortada com as mesmas dimensões dos elementos da sequência do transdutor TR3. Essa amostra foi usada para medir as curvas de impedância elétrica e o pulso emitido na água. A cerâmica usada é o mesmo $Pz37$ dos protótipos TR1 e TR2 anteriores. A amostra possui uma área $axE=1,0 \times 20\text{mm}$ e espessura $e_{cer}=1,42\text{mm}$.

A Fig. 7.12 mostra as curvas de módulo M_{imp} e da fase F_{imp} da impedância elétrica da amostra de cerâmica.

Figura 7.12: Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica da amostra de cerâmica 1MHz cortada com a mesma dimensão dos elementos de TR3

O tamanho $a=1,0\text{mm}$ da amostra de cerâmica 1MHz de TR3 é bem menor que o tamanho $a=2,6\text{mm}$ da amostra de cerâmica 1MHz de TR1 e TR2, favorecendo-se, assim, o afastamento dos modos concorrentes. Fato esse comprovado pelo valor de $kt=0,57$. Já sua razão de aspecto $E/e_{cer}\approx 14$ se manteve a mesma e é maior que 10 vezes. E assim, a ressonância ($fr_{ltE}=cl_{cer}/2E$) do primeiro modo lateral ficou totalmente afastada da banda de interesse.

Diferentemente de TR1 e TR2, a cerâmica usada possui uma razão de aspecto $e_{cer}/a=1,4$. Esse valor ficou muito próximo ao do mínimo recomendado, que é de pelo menos 1,42 vezes. Para a amostra de TR3, o segundo modo lateral deve ocorrer nas frequências próximas a $fr_{lta}=cl_{cer}/2a$. Nas curvas de impedância, o segundo modo lateral está marcado pela frequência $f_A=1,34\text{MHz}$, e aparece bem visível nesse limite de banda. De qualquer forma, o modo aparece bem suprimido com uma magnitude $M_{imp}=1,5\text{k}\Omega$ alta, demonstrando-se, assim, que o segundo modo lateral pode ser quase desprezado na banda de interesse.

As curvas de impedância elétrica M_{imp} e F_{imp} da Fig. 7.12 mostram que o modo de espessura aparece isolado de outros modos em uma banda de frequência de interesse mais extensa, em comparação aos mesmos gráficos obtidos para a amostra de cerâmica pura de TR1 e TR2.

A ressonância no modo de espessura deve ocorrer na banda de frequência com $fr_{esp}=824\text{kHz}$, identificada pela menor magnitude $M_{imp}=139\Omega$, na qual ocorre uma mudança de fase F_{imp} na mesma região. Em comparação a TR1 e TR2, o modo fundamental apareceu na banda com uma frequência fr_{esp} mais baixa, e com uma magnitude M_{imp} maior. Essa mudança se deve ao corte da cerâmica de TR3 com $a=1\text{mm}$. Se o corte, por um lado, ajuda a suprimir e a afastar o modo lateral fr_{lta} , por outro lado, também diminui fr_{esp} e aumenta M_{imp} .

A Fig. 7.13 mostra a forma de onda do sinal pulsado na água pela amostra de cerâmica pura.

Figura 7.13: Forma de onda do pulso emitido pela amostra de cerâmica 1MHz cortada com a mesma dimensão dos elementos de TR3

Em relação à forma de onda da cerâmica pura de TR1 e TR2, observa-se que o pulso é mais homogêneo e mais próximo a de um ciclo de senóide amortecida. Em virtude das dimensões do elemento serem mais favoráveis, o pulso sofre menos com as distorções causadas pelas presenças de modos não acoplados na mesma banda de frequência do modo fundamental de espessura. O espectro em frequência do pulso emitido pela amostra de cerâmica 1MHz de TR3 está presente na Fig. 7.14.

Espectro em frequência do pulso emitido pela amostra de cerâmica 1MHz de TR3

Figura 7.14: Bandas de frequência do pulso emitido pela amostra de cerâmica 1MHz de TR3

Para o espectro da Fig. 7.14, as bandas $Bw_{3dB}=22,6\%$ e $Bw_{6dB}=40,7\%$ foram estabelecidas. Em relação às amostras de cerâmica de TR1 e TR2, as bandas de frequência da amostra de cerâmica de TR1 são bem maiores. O espectro também é mais uniforme e relativamente simétrico, sem apresentar faixa de interrupção de banda, isto para o mesmo tipo de cerâmica e frequência de operação $f=1\text{MHz}$. Dessa forma, o aumento da largura de banda, e da qualidade do espectro, se devem apenas ao melhor dimensionamento no tamanho a da cerâmica.

7.2.2- Parametrização do protótipo de transdutor TR3

A resposta em frequência do módulo M_{imp} e da fase F_{imp} da impedância elétrica da Fig. 7.15 foi obtida do elemento central $n=21$ de TR3. As curvas de impedância dos demais elementos foram comparadas e tiveram a mesma forma e valores similares entre si. Os gráficos M_{imp} e F_{imp} em (b) e (c) foram obtidos a partir da medição dos sinais dos elementos das extremidades $n=6$ e $n=38$, e mostram a semelhança entre as curvas dos elementos.

Em comparação aos sinais dos protótipos de transdutores TR1 e TR2, a curva de impedância elétrica da Fig. 7.15(a) mostra um sinal bem mais limpo sem tanta influência dos modos laterais. A curva M_{imp} mostra um sinal bastante amortecido devido a presença das camadas de borracha de poliuretano (caracterizada pela amostra A1). A frequência de

ressonância no modo fundamental deve ocorrer na banda com frequências próximas a $fr_{esp}=805\text{kHz}$, onde obteve-se o menor valor de impedância $M_{imp}=806\Omega$ nessa região. Em particular, a borracha tem um papel importante na supressão dos modos. Em relação à amostra de cerâmica 1MHz de TR3, as curvas de impedância elétrica M_{imp} e F_{imp} da Fig. 7.15 mostram, que na mesma banda de frequência do modo fundamental, fr_{esp} diminuiu e M_{imp} aumentou significativamente, a ponto de reduzir substancialmente a sensibilidade do pulso.

Figura 7.15: Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica dos elementos de TR3. (a) Elemento central $n=22$, (b) elemento $n=8$ e (c) elemento $n=38$

Uma vez que o valor de fr_{esp} da Fig. 7.15(a) é menor do que o da amostra de cerâmica de TR3, verifica-se também a diminuição de kt por causa do amortecimento do modo de espessura. O valor gráfico de $kt=0,47$ mostra a influência negativa de que as camadas com o material A1 de TR3 tem na relação de transmissão de energia na banda requerida.

Comprando-se os valores, percebe-se que essa diminuição em kt dentro do limite da banda de operação deve piorar a transmissão do pulso no meio de propagação.

A Fig. 7.16(a) mostra o sinal emitido pelo elemento central $n=22$ de TR3. As formas de onda dos pulsos em (b) e (c) apresentaram curvas muito parecidas. Os valores da sensibilidade S_{ens} dos pulsos se mantiveram bem próximos.

Figura 7.16: Forma de onda dos pulsos emitidos pelos elementos de TR3. (a) Pulso emitido elemento central $n=22$, (b) pulso emitido pelo elemento $n=6$ e (c) pulso emitido pelo elemento $n=38$

Em comparação aos elementos do transdutor TR1 e TR2, o sinal da Fig. 7.16(a) mostra que os pulsos de TR3 são bem mais uniformes. Embora menos ressonante, a duração média do pulso de ficou maior do que a do pulso de TR1 e TR2. Esse aumento se deve à

diminuição acentuada da sensibilidade S_{ens} , onde a reta de nível de decaimento a -3dB intercepta um pulso mais largo, isso para um mesmo número de períodos. Para um nível de decaimento de -6dB, os papéis se repetiram, de maneira que as medidas da resolução axial Rax_{3db} e Rax_{6db} são maiores para TR3. A diminuição da sensibilidade de TR3 se deve por dois motivos. O primeiro é devido a atenuação causada pelas camadas (frontais e traseira de TR3) serem maiores do que em TR1 e TR2. O segundo motivo se deve à diferença no tamanho da própria cerâmica, que é menor em TR3.

A Tab. [7.5] exhibe os valores de referência obtidos graficamente das respectivas retas de decaimento de -3dB e -6dB, bem como os dados parametrizados usados no dimensionamento dos pulsos de TR3.

Tabela 7.5: Parametrização dos pulsos do protótipo de transdutor TR3

Valores típicos de sensibilidade S_{ens} do transdutor TR3				
Vpp_{max}	Vpp_{min}	Vpp^{med}	Vp_{3dB}^{med}	Vp_{6dB}^{med}
12,01mV	9,95mV	11,18 ±0,45mV	2,16±0,51mV	1,08±0,25mV
Dimensionamento dos pulsos de TR3				
dp_{3dB}^{med}	dp_{6dB}^{med}	Rax_{3dB}^{med}	Rax_{6dB}^{med}	
2,56±0,036μs	3,45±0,65μs	1,92±0,12mm	2,6±0,49mm	

A curva de sensibilidade da Fig. 7.17 mostra que não houve um desvio grande de sensibilidade dos elementos em relação ao valor médio $Vpp^{med}=11,2mV$.

Figura 7.17: Gráfico do desvio (em escala dB) do valor médio das amplitudes Vpp dos elementos do transdutor TR3

O espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento central $n=22$ do transdutor TR3 foi plotado no gráfico da Fig. 7.18. De forma similar aos pulsos distorcidos de TR1 e TR2, a curva assimétrica do espectro obtida do pulso é resultado de uma combinação de outros modos não acoplados ao modo fundamental. Mesmo assim, os mesmos estão muito mais próximos ao modo fundamental, ao contrário do que ocorreu com TR1 e TR2.

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento central de TR3

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento $n=6$ de TR3

Espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento $n=38$ de TR3

Figura 7.18: Espectro em frequência dos pulsos emitidos pelos elementos de TR3. (a) Espectro do elemento central $n=22$, (b) espectro do elemento $n=6$ e (c) espectro do elemento $n=38$

Os valores médios $Bw_{3dB}^{med}=13\%$ e $Bw_{6dB}^{med}=25\%$ de TR3 mostram que houve uma diminuição na largura de banda da frequência de operação em relação aos mesmos valores obtidos para protótipos TR1 e TR2, mesmo para um pulso mais uniforme de TR3. No entanto,

se compararmos as larguras de banda (Bw_{3dB} e Bw_{6dB}) da amostra de cerâmica 1MHz de TR1/TR2 com as respectivas larguras de banda da amostra de cerâmica 1MHz de TR3, verifica-se que o aumento da largura de banda foi significativo em favor de TR3. Porém, a adição das camadas dianteira e traseira, além de amortecer o sinal diminuindo a sensibilidade do pulso, também contribuiu no amortecimento de outros modos acoplados ao modo fundamental que integram a mesma banda do espectro. Como resultado, esses modos deixaram de ressonar juntos com o modo de espessura na mesma banda de frequência de operação $f=1\text{MHz}$. Sendo assim, o pulso tornou-se mais largo diminuindo a largura de banda.

Diferentemente do espectro em frequência da amostra de cerâmica 1MHz de TR1/TR2, na figura, aparece ainda dois modos desconhecidos identificados pelos picos em f_{M1} e f_{M2} . Ambos os modos aparecem quase que totalmente acoplados ao modo fundamental em f_p e tem sua parcela de contribuição para o sinal na banda de interesse. O modo em f_{M1} contribui para a banda Bw_{3dB} , enquanto que a banda Bw_{6dB} é beneficiada pelos dois modos quase-acoplados ao modo fundamental.

As curvas dos espectros dos pulsos dos demais elementos apresentaram uma boa similaridade, de forma que o desvio padrão calculado para as larguras de banda média Bw_{3dB} e Bw_{6dB} se mantiveram menores ou iguais a 2%.

A Tab. [7.6] fornece os valores de frequência usados na parametrização do transdutor.

Tabela 7.6: Valores médios parametrizados de frequência para as bandas Bw_{3dB} e Bw_{6dB} assumida

Frequências de referência			
$f_{r_{esp}}^{med}$		f_p^{med}	
806±5kHz		863±4kHz	
Banda de frequência para um decaimento de -3dB			
fb_{3dB}^{med}	fa_{3dB}^{med}	fc^{med}	Bw_{3dB}^{med}
846±1kHz	903±2kHz	846±0,9kHz	13,0±0,6%
Banda de frequência para um decaimento de -6dB			
fb_{6dB}^{med}	fa_{6dB}^{med}	fc^{med}	Bw_{6dB}^{med}
766±5kHz	979±12kHz	873±7kHz	24,67±2%

7.2.3- Caracterização da amostra de cerâmica 2,25MHz de TR4

Uma placa de cerâmica $Pz37$ com frequência nominal $f=2,25\text{MHz}$ foi cortada e posteriormente caracterizada. A amostra cortada possui as mesmas dimensões usadas nos cortes dos elementos para a fabricação do protótipo de transdutor TR4. O tamanho da amostra é de $axE=0,56 \times 14\text{mm}$, e com $e_{cer}=0,67\text{mm}$ de espessura.

As curvas de módulo M_{imp} e fase F_{imp} da impedância elétrica da amostra de cerâmica estão presentes nos gráficos da Fig. 7.19.

Figura 7.19: Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica da amostra de cerâmica 2,25MHz cortada com a mesma dimensão dos elementos de TR4

A ressonância do modo fundamental de espessura aparece bem definida na banda de frequência próximas a frequência $f_{r_{esp}}$. Nessa banda de frequência mais estreita não se observa a presença de nenhum modo concorrente.

Em virtude de a razão $e_{cer}/a \approx 1$ não ser igual ou superior a de 1,42 vezes, aparece na banda de frequência dois modos muito próximos f_A e f_B , embora isso não comprometa o valor de $kt=0,54$, que se manteve bem próximo do tabelado. Um dos modos pode ser atribuído a presença do segundo modo lateral ($f_{r_{lta}}=cl_{cer}/2a$), o outro é desconhecido.

Na banda de frequência com $f_c=3\text{MHz}$, aparece ainda, bem destacado, um modo de mais alta frequência. De qualquer forma, apesar da presença dos modos na banda de interesse, os mesmos possuem uma magnitude M_{imp} relativamente alta, e não devem interferir de forma tão significativa no espectro da banda do modo fundamental.

O primeiro modo lateral não aparece na banda, visto que a razão E/e_{cer} é de 25 vezes.

Devido ao corte da cerâmica, a ressonância elétrica em $f_{resp}=1,78\text{MHz}$ apresentou um valor inferior a frequência nominal $f=2,25\text{MHz}$ para o modo fundamental requerido. Mesmo com uma frequência mais baixa, levando a uma diminuição na resolução da imagem, o corte nessa dimensão a tem a vantagem de manter a banda do modo de espessura mais limpa.

Na Fig. 7.20 está a forma de onda do sinal pulsado da amostra de cerâmica 2,25MHz de TR4. O sinal é bastante distorcido e mostra que o pulso possui a interferências de outros modos mais afastados do modo fundamental de espessura.

Figura 7.20: Forma de onda do pulso emitido pela amostra de cerâmica 2,25MHz cortada com a mesma dimensão dos elementos de TR4

A Fig. 7.21 exibe a curva do espectro do pulso da amostra de cerâmica 2,25MHz de TR4. As bandas de frequência $Bw_{3dB}=48\%$ e $Bw_{6dB}=75\%$ da amostra demonstram que o sinal possui uma banda mais larga em comparação as amostras de cerâmicas 1MHz usadas na fabricação dos protótipos anteriores.

Figura 7.21: Bandas de frequência do pulso emitido pela amostra de cerâmica 2,25MHz de TR4

O espectro da Fig. 7.21 não é simétrico nas bandas $B_{W_{3dB}}$ e $B_{W_{6dB}}$ e possui uma frequência central f_c afastada da frequência de pico f_p . Do mesmo modo, a exemplo da amostra de cerâmica de TR3, a frequência f_p ficou bem mais afastada da frequência nominal de operação $f = 2,25 \text{ MHz}$.

No espectro da Fig. 7.21, aparece bem destacado dois modos marcados por f_{M1} e f_{M2} . A esses dois modos, pode-se atribuir a banda com f_{M1} , o mesmo modo desconhecido que aparece próximo ao primeiro modo lateral no gráfico de impedância elétrica da Fig. 7.19, onde aparecem as frequências f_A e f_B . Na mesma figura Fig. 7.19, está um modo mais afastado marcado pela frequência f_C , no qual podemos atribuí-lo ao mesmo modo em f_{M2} . Esse modo em f_{M2} tem um nível de energia baixo e não aparece em -6dB .

7.2.4- Parametrização do protótipo de transdutor TR4

Na Fig. 7.22(a) estão as curvas de módulo M_{imp} e fase F_{imp} da impedância elétrica do elemento central de TR4. As curvas de impedância dos demais elementos foram comparadas e mantiveram a mesma forma e apresentaram valores próximos entre si, como pode ser observado nos gráficos (b) e (c) plotados para os elementos afastados do centro, $n=8$ e $n=41$.

Figura 7.22 Gráficos das curvas de módulo e fase da impedância elétrica dos elementos de TR4. (a) elemento central $n=24$, (b) elemento $n=8$ e (c) elemento $n=41$

Na Fig. 7.22 não é possível distinguir nenhum outro modo além do modo de espessura. Isto ocorreu devido ao alto grau de amortecimento do sinal, no qual graficamente não se pode determinar sequer um valor aproximado de kt .

Nas bandas de frequência das figuras, apenas é possível estimar a ressonância fr_{esp} ao modo fundamental por causa da mudança de fase que ocorre no gráfico F_{imp} nessa região.

Em comparação aos sinais dos protótipos de transdutores TR1, TR2 e TR3, a fase F_{imp} da curva de impedância elétrica da Fig. 7.22 apresenta um sinal limpo em uma banda extensa, e aparentemente, indica que nessa faixa de frequência o transdutor deve operar através de uma

combinação de múltiplos modos acoplados desconhecidos e não identificados na banda. A camada de retaguarda caracterizada pela amostra A6 é a maior responsável pelo amortecimento e supressão dos modos ressonantes.

Na Fig. 7.23 está a forma de onda do pulso do elemento central de TR4. O pulso é menos distorcido e mais amortecido quando comparado aos outros pulsos caracterizados dos transdutores anteriores. As formas de onda dos outros pulsos tiveram a mesma aparência não apresentando nenhuma discrepância significativa.

Figura 7.23: Forma de onda dos pulsos emitidos pelos elementos de TR4. (a) Pulso emitido elemento central $n=24$, (b) pulso emitido pelo elemento $n=8$ e (c) pulso emitido pelo elemento $n=41$

Os pulsos da Fig. 7.23 têm duração menor em número de ciclos e mostra que o TR4 é menos ressonante que os anteriores. Além disso, a forma de onda do pulso é menos distorcida e mais próxima a de um ciclo senoidal amortecido ideal. De qualquer forma, a sensibilidade do sinal diminuiu muito por causa da atenuação da camada de retaguarda (caracterizada pela amostra A6). Mesmo considerando uma máxima eficiência na emissão devido a camada de acoplamento (caracterizada pela amostra A5).

Apesar da curva de sensibilidade da Fig. 7.24 apresentar um desvio (em dB) baixo, em relação ao valor médio $V_{pp}^{med}=105,4\text{mV}$, houveram três elementos que apresentaram sinais desconexos e foram excluídos da análise.

Figura 7.24: Gráfico do desvio (em escala dB) do valor médio das amplitudes V_{pp} dos elementos do transdutor TR4

Os dados parametrizados usados no dimensionamento dos pulsos de TR4 estão presentes na Tab. [7.7].

Tabela 7.7: Parametrização dos pulsos do protótipo de transdutor TR4

Valores típicos de sensibilidade S_{ens} do transdutor TR4				
$V_{pp_{max}}$	$V_{pp_{min}}$	V_{pp}^{med}	$V_{p_{3dB}}^{med}$	$V_{p_{6dB}}^{med}$
112,53mV	86,65mV	105,38±11,43mV	17,89±5,0mV	8,94±2,53mV
Dimensionamento dos pulsos de TR4				
dp_{3dB}^{med}	dp_{6dB}^{med}	Rax_{3dB}^{med}	Rax_{6dB}^{med}	
0,72±0,0041μs	0,80±0,0027μs	0,54±0,0031mm	0,61±0,0021mm	

O espectro em frequência do pulso emitido pelo elemento central $n=24$ do transdutor TR4 foi plotado no gráfico da Fig. 7.25(a). Na mesma figura, em (b) e (c) estão, respectivamente, os espectros dos pulsos emitidos pelos elementos $n=8$ e $n=41$.

Figura 7.25: Espectro em frequência dos pulsos emitidos pelos elementos de TR4. (a) espectro do elemento central $n=24$, (b) espectro do elemento $n=8$ e (c) espectro do elemento $n=41$

Na curva, observa-se que para a banda Bw_{3db} , a curva no gráfico não é simétrica e a frequência de pico f_p ficou afastada da frequência central f_c . Para um decaimento de $-6dB$, a banda Bw_{6db} exibe regiões bem distintas. Nessa banda, existem duas regiões com ponto de máximo de energia nas frequências f_{M1} e f_{M2} . Embora, em $-6dB$ a curva englobe todo o espectro, em $-3dB$, existe uma região de mínimo relativo na qual acontece uma interrupção na

banda. Nessa região de interrupção de banda, o sinal do elemento não tem energia nesse patamar de atenuação. As curvas dos espectros obtidas para os outros elementos repetiram esse mesmo comportamento, embora com valores um pouco diferentes.

A Tab. [7.8] mostra os valores médios de banda e de frequências que foram usados na parametrização do transdutor TR4.

Tabela 7.8: Valores médios parametrizados de frequência para as bandas Bw_{3dB} e Bw_{6dB} assumida

Frequências de referência			
	$f_{r_{esp}}^{med}$	f_p^{med}	
	1,78±0,02MHz	1,42±0,01MHz	
Banda de frequência para um decaimento de -3dB			
$f_{b_{3dB}}^{med}$	$f_{a_{3dB}}^{med}$	f_c^{med}	Bw_{3dB}^{med}
906±17kHz	1,61±0,0026MHz	1,26±0,036MHz	57±2%
Banda de frequência para um decaimento de -6dB			
$f_{b_{6dB}}^{med}$	$f_{a_{6dB}}^{med}$	f_c^{med}	Bw_{6dB}^{med}
845±22kHz	2,37±0,01MHz	1,58±0,016MHz	102±1,4%

Na Tab. [7.9] está de forma resumida, os valores médios medidos e os valores simulados que foram usados na parametrização do protótipo de transdutor TR4. Na tabela estão também, as principais dimensões e grandezas nominais do transdutor.

Tabela 7.9: Propriedades do transdutor TR4

Dimensões/tipo/grandezas nominais de TR4		
Tipo de transdutor	Linear <i>array</i> flexível	
Tamanho	12x40x50mm	
Massa	70g	
Frequência de operação	$f=2,25\text{MHz}$	
Número de elementos	$N=48$	
Abertura efetiva	$D_{ab}=24\text{mm}$	
Periodicidade (passo)	$d=0,6\text{mm}$	
Valores medidos/simulados/calculados e parametrizados de TR4 ^a		
Número de elementos em curto	0	
Número de elementos abertos	3	
Largura de banda	BW_{3dB}^{TR4}	BW_{6dB}^{TR4}
	57%	102%

<i>Continuação da Tab. [7.9]</i>		
Duração do pulso	dp_{3dB}^{TR4}	dp_{6dB}^{TR4}
	72μs	80μs
Medida experimental da resolução axial	Rax_{3dB}^{TR4}	Rax_{6dB}^{TR4}
	540μm	610μm
Medida experimental da resolução lateral ^b	Rlt_{3dB} e $\theta_s=0^\circ$	Rlt_{6dB} e $\theta_s=0^\circ$
	0,85mm	1,12mm
	Rlt_{3dB} e $\theta_s=22,5^\circ$	Rlt_{6dB} e $\theta_s=22,5^\circ$
	0,86mm	1,16mm
	Rlt_{3dB} e $\theta_s=45^\circ$	Rlt_{6dB} e $\theta_s=45^\circ$
	1mm	1,95mm
Medida estimada da resolução lateral ^c	Rlt	
	0,54mm	
a-Valores referenciados para a água		
b-Valores obtidos da simulação do campo acústico do Cap. 3 para um ponto focal $P_f=16mm$		
c-Valor estimado obtido pelo emprego direto da equação A[11] para um número $N=32$ elementos		

CAPÍTULO 8

8-Resultados experimentais – Segunda Parte

8.1- Imagens de ultrassom obtidas pelos protótipos TR1 e TR2

Dois ensaios foram feitos com o transdutor TR1. Nenhum teste foi feito com TR2, pois o mesmo apresentou problemas com delaminação e perda de interconexão elétrica dos elementos.

Uma imagem de ultrassom foi feita com o transdutor acoplado na superfície plana do paralelepípedo de acrílico da Fig. 8.1, e posteriormente imerso no recipiente com água de torneira. Uma fita adesiva dupla face foi usada para colar o transdutor no acrílico. Três parafusos de aço inox com diâmetro $D=5\text{mm}$ foram colocados a frente da face do transdutor dentro do recipiente com água.

Figura 8.1: Imagem do ensaio com o transdutor TR1 colado na superfície do tarugo retangular de acrílico

A imagem da Fig. 8.2 mostra a localização dos parafusos dentro do recipiente. Para a concepção da imagem de ultrassom, usou-se a técnica de varreduras setorial. Na imagem aparecem artefatos que possivelmente se deve a presença de lóbulo(s) de espaçamento no feixe acústico defletido do transdutor e reflexões internas nos parafusos. Os artefatos (falsos ecos), tanto quanto os sombreamentos, foram classificados de acordo com o nível de energia que possuem na imagem. Os níveis de energia das amplitudes dos ecos estão representados na figura pela barra de cores à direita do gráfico. O nível mais alto de energia corresponde à cor vermelha, ou nível 1,0 na escala linear da barra de cores, enquanto que o seu nível mais baixo,

está representado pela cor azul mais escura. Na figura, as marcações com “x” abaixo da imagem dizem respeito a posição dos elementos do transdutor.

Figura 8.2: Imagem de ultrassom dos parafusos obtida com o transdutor TR1 colado na superfície do tarugo retangular de acrílico

Seguindo-se o mesmo procedimento anterior, o transdutor foi acoplado na superfície de um tarugo cilíndrico com diâmetro $D=124\text{mm}$. Novamente, os três parafusos de aço inox foram colocados a frente da face do transdutor dentro do recipiente com água.

Figura 8.3: Imagem do ensaio com o transdutor colado na superfície do tarugo cilíndrico de PVC

A imagem da Fig. 8.4 mostra a localização dos parafusos dentro do recipiente com água. Na imagem aparecem vários artefatos/sombreamentos ao redor da imagem dos

parafusos. Provavelmente, a presença de lóbulos de espaçamento no feixe acústico do transdutor foi mais intensa e seu impacto na qualidade da imagem, mais destrutivo.

Figura 8.4: Imagem de ultrassom dos obstáculos obtida com o transdutor TR1 colado na superfície do tarugo cilíndrico de PVC

Um novo ensaio foi feito para uma chapa curvada de alumínio usada como obstáculo. A chapa foi dobrada e posicionada no recipiente com água da Fig. 8.5. O transdutor anteriormente colado no tarugo foi mantido na mesma posição.

Figura 8.5: Imagem do ensaio com a chapa curvada e o transdutor TR1 colado na superfície cilíndrica do tarugo

A técnica empregada para a obtenção da imagem da Fig. 8.6 foi a técnica *SAFT*, visto que a técnica de varredura setorial não gerou um resultado satisfatório e o obstáculo não ficou visível na imagem por causa do nível de ruído muito acentuado.

Figura 8.6: Imagem de ultrassom da seção da chapa de alumínio

Devido ao grau elevado de ruído apresentado na imagem da Fig. 8.6 por causa das múltiplas reflexões que ocorreram, uma imagem em escala logarítmica, com limite máximo de contraste em -6dB , foi obtida para a Fig. 8.7.

Figura 8.7: Imagem normalizada de ultrassom da seção da chapa de alumínio

A imagem normalizada da Fig. 8.7, mostra com maior precisão a localização e o formato da chapa.

8.2- Imagens de ultrassom do *phantom* P1 obtidas com o protótipo TR3

As duas imagens de ultrassom da Fig. 8.8. foram obtidas dos testes feitos com o transdutor TR3 e o *phantom* P1. Devido a borracha de poliuretano da camada frontal ser espessa, os sinais sofreram alto grau de atenuação. Para se obter uma imagem de ultrassom com maior contraste, ajustou-se um ganho de 20dB para os sinais. As imagens em (a), (b) e (c) estão em escala linear e foram feitas na mesma posição sem retirar o transdutor. A imagem em (a) considera a correção nos atrasos considerando-se o diâmetro de curvatura real do *phantom* P1 $\Phi_{PI}=100\text{mm}$. Enquanto que em (b), se considerou o diâmetro de curvatura $\Phi_{SI}=106,67\text{mm}$ medido pelo sensor de curvatura S1. A figura (c) foi obtida sem a correção dos tempos de atraso. Para tal, foi usado um diâmetro de curvatura $\Phi=1\text{m}$ para simular o transdutor como sendo um *array* rígido. Nas três imagens usou-se a técnica de varredura setorial com focalização próxima a parede da amostra, que simula uma interface cortical densa.

Figura 8.8: Ensaio de detecção de uma interface cortical óssea densa. (a) imagem com a correção dos atrasos para Φ_{PI} , (b) com a correção dos atrasos para Φ_{SI} e (d) usando $\Phi=1\text{m}$ (*array* rígido).

A diferença entre o valor medido Φ_{SI} com o valor real Φ_{PI} ficou acima do erro médio esperado, que é de 1,76mm para o sensor S1, mas aceitável devido às dificuldades em se posicionar o sensor do transdutor numa posição correta em relação ao tubo cilíndrico de PVC, que também deforma facilmente. Mesmo com o erro, não houve uma diferença significativa perceptível entre as imagens em (a) e (b). No entanto, quando comparadas as imagens de (a) e (b) com a imagem em (c), fica bem claro que as correções nos tempo de atraso são necessárias. A imagem em (c) aparece bastante distorcida, deformando a região da interface plana da amostra. Em (a) e (b), o contorno da interface da amostra aparece mais plano, onde o formato da amostra na imagem preservou melhor sua forma real.

8.3- Imagens de ultrassom obtidas com o protótipo TR4

8.3.1- Imagens de ultrassom de um furo em uma peça cilíndrica de acrílico

Antes de se testar o protótipo de transdutor TR4 no *phantom* P2, uma peça cilíndrica de acrílico foi usada como amostra. A amostra de acrílico possui um diâmetro de curvatura $\Phi_{AC}=72\text{mm}$. A peça de acrílico possui um furo excêntrico de diâmetro $D=2,5\text{mm}$ localizado a uma distância $z_p=20\text{mm}$ da face. A Fig. 8.9 mostra o transdutor curvado sobre a superfície do tarugo durante a realização do ensaio para a detecção do furo.

Figura 8.9: Fotografia do transdutor TR4 curvado sobre o tarugo cilíndrico de acrílico

A imagem e a localização do furo aparecem claramente na Fig. 8.9. O transdutor foi curvado sobre a superfície e acoplado acusticamente a ela usando-se um gel especial para eliminar bolhas. Depois de acoplado, o transdutor não foi mais movido durante os ensaios. Para a detecção furo, foi usada a técnica de varredura setorial *phased array*. As imagens de ultrassom do furo foram obtidas em escala linear, sem ganho, e com o foco ajustado na

profundidade de 25mm, um pouco acima do furo. O sensor de curvatura S2 mediu os diâmetros de curvatura, $\Phi_1=77\text{mm}$, $\Phi_2=76\text{mm}$ e $\Phi_3=69,5\text{mm}$. O erro está de acordo com o previsto, além disso, se considerarmos o diâmetro de curvatura médio medido pelo sensor $\Phi_{S2}=74,17\text{mm}$, o valor está próximo do diâmetro real da peça de acrílico. As figuras (a) e (b) mostram as imagens de ultrassom do furo obtidas com a correção dos tempos de atraso usando-se Φ_{AC} e Φ_{S2} , respectivamente. Apesar das imagens apresentarem algum sombreamento, a localização do furo foi precisa, e a imagem da seção do furo parece de forma bem nítida. Nota-se também que as imagens em (a) e (b) ficaram bem parecidas, o que se deve ao tamanho relativo da amostra, onde $\Phi_A \approx \Phi_{S2}$. Dessa forma, a diferença entre os raios de curvatura, o real e o medido pelo sensor S2 é pequena ($(\Phi_{S2}-\Phi_A)/2 < 1\text{mm}$). Além disso, a relação entre o raio de curvatura da amostra com a abertura efetiva ($Rd=3Dab$) é grande o suficiente para que a diferença entre as curvaturas (real e medida) não influencie na correção dos tempos de atraso. No entanto, se a curvatura não for levada em conta na correção dos atrasos, a imagem fica distorcida. Foi o que aconteceu na imagem em (c), obtida sem a correção dos atrasos usando-se um diâmetro de curvatura $\Phi=1\text{m}$ para simular um *array* rígido.

Figura 8.10: Imagens de ultrassom do furo. (a) e (b) Usando-se respectivamente, Φ_{AC} e Φ_{S2} na correção dos atrasos. (c) Usando-se um diâmetro de curvatura $\Phi=1\text{m}$ na correção dos atrasos.

8.3.2- Imagens de ultrassom das fraturas do *phantom* P2 obtidas pelo protótipo TR4

Antes dos testes práticos com transdutor flexível no *phantom* S2, o osso que foi fraturado e depois reconstituído foi imerso em um tanque com água, para a realização de um primeiro ensaio de detecção das fraturas na região pretendida. Todas as imagens foram normalizadas em uma escala logarítmica de -20dB para as amplitudes. O ensaio teve o intuito de localizar as fraturas com precisão e estabelecer um padrão de imagem das fraturas. Assim, colocou-se um artefato cilíndrico ($D=2,4\text{mm}$) à frente da região fraturada para servir de localização das fraturas. O transdutor foi fixado em uma superfície plana, e o osso cuidadosamente posicionado na frente de sua face até se obter a imagem desejada da região do osso.

As figuras 8.11 (a) e (b) mostram as imagens de ultrassom dos obstáculos feitas pelas técnicas de varredura setorial e *STA*, respectivamente. Para a técnica de varredura setorial, o ponto focal usado ficou próximo da parede do osso, para se ter à máxima energia nessa profundidade. O mesmo artefato aparece bem nítido em ambas as figuras, mas a técnica *STA* reproduziu uma imagem com qualidade maior. As imagens em (c) e (d) foram feitas da mesma forma, mas sem a presença do obstáculo. Como mostram as imagens, a fratura ($R1=2,1\text{mm}$) é passante e o contraste na imagem permitiu identifica-la com clareza. Vale ressaltar, que a imagem de ultrassom da seção do osso englobou apenas uma porção pequena da seção do osso (largura próxima de 12mm). Isto se deve ao fato de que a abertura *Dab* do transdutor foi limitada a um número de apenas 32 elementos, devido a uma restrição do aparelho de ultrassom *SITAU* usado nos ensaios.

Imagens da região fraturada R1 sem o obstáculo

Figura 8.11: Imagens de ultrassom dos ensaios de detecção. (a) Imagem do obstáculo obtida pela técnica de varredura setorial, (b) imagem do obstáculo obtida pela técnica STA, (c) imagem da fratura sem o obstáculo obtida pela técnica de varredura setorial e (d) imagem da fratura sem o obstáculo obtida pela técnica STA

Primeiramente, antes de se fazer às detecções das fraturas nas regiões R1 e R2, o transdutor foi acoplado ao *phantom* em uma região aonde não há fratura para um teste de detecção do contorno da interface cortical do osso. Essa detecção serviu também para verificar a localização da interface cortical do osso dentro do *phantom* pela seção externa mapeada.

Na Fig. 8.12, a região da interface óssea foi detectada pelo ultrassom. Com as dimensões das escalas no plano x,z , foi feita uma sobreposição do contorno da seção mapeada do osso para simples conferência. O contorno da seção ficou próximo a região de detecção esperada, confirmando que o mapa da seção serve como referência na localização das regiões de interesse.

Os pontos marcados pelos “x” mostram as posições dos elementos, ao passo que os pontos cheios “●” representam, de forma aproximada, as posições dos diâmetros de curvatura obtidos da medição do sensor de curvatura S2.

Os valores medidos simultaneamente para cada par foram, $\Phi_1=42,28\text{mm}$, $\Phi_2=40,4\text{mm}$ e $\Phi_3=44,6\text{mm}$, e foram os que ficaram mais próximos da medida real. Desse jeito, em relação ao diâmetro nominal externo do *phantom* $D=47,2\text{mm}$, as leituras dos diâmetros de curvatura ficaram fora do limite do erro médio esperado para essa faixa de medição, que é de $\pm 1,35\text{mm}$. Mas isso é facilmente justificável devido à deformação da borracha e pelas dificuldades em se posicionar o transdutor.

Figura 8.12: Imagem de ultrassom com a sobreposição da seção mapeada do osso dentro do *phantom*

Depois dos ensaios anteriores de detecção das fraturas na água, e da localização correta da interface óssea, foram realizados ensaios práticos para a detecção das fraturas dentro do *phantom*. A Fig. 8.13 mostra uma fotografia do transdutor curvado e acoplado no *phantom* durante um dos ensaios. Para facilitar o acoplamento e evitar formação de ar entre as interfaces, foi usado um gel acoplador acústico especial.

Figura 8.13: Fotografia de um ensaio com transdutor curvado sobre o *phantom*

Através dos ensaios com o acoplamento direto do transdutor no *phantom*, obtiveram-se as imagens de ultrassom da Figura. 8.14. O transdutor foi posicionado na região de interesse até a detecção da fratura e não mais foi removido até o término de cada ensaio. As imagens geradas a partir do ensaio dizem respeito à localização e detecção da fratura na região R1 mapeada, usando-se as técnicas de varredura setorial e *STA*. As imagens em (a), (c) e (e) à esquerda da Fig. 8.4, foram obtidas pelo emprego da técnica de varredura setorial. Na imagem em (a), usou-se o valor do diâmetro de curvatura real do *phantom* P2 na correção dos tempos de atraso ($\Phi_{P2}=47,2\text{mm}$). Para a imagem em (c), usou-se na correção dos tempos de atraso, o valor médio dos diâmetros de curvatura medidos pelos pares de extensômetros do sensor de curvatura S2 ($\Phi_{S2}=42,43\text{mm}$). Já na imagem em (e), não foi usada nenhuma correção nos tempos de atraso em relação a posição real dos elementos. Neste caso, o algoritmo usado na formação da imagem admite que o transdutor não está acoplado sobre a curvatura do *phantom*. Nessa situação, usou-se um diâmetro de curvatura $\Phi=1\text{m}$ para simular o transdutor como sendo um *array* linear rígido. De forma similar, mantendo-se os mesmos princípios usados na correção dos atrasos na geração das imagens das figuras anteriores, gerou-se as imagens à direita da Fig. 8.14 pelo emprego da técnica *STA*. Sendo assim: a figura (b) foi gerada usando-se Φ_{P2} na correção dos atrasos, a figura (d) usando-se Φ_{S2} e (f) $\Phi=1\text{m}$ para simular o caso sem a correção dos tempos de atraso (*array* rígido).

As imagens (a), (b), (c) e (d) da Fig. 8.14, obtidas com a correção dos atrasos, mostram que não houve uma diferença significativa na qualidade de imagem quando considerados os diâmetros curvatura Φ_{P2} (real) e Φ_{S2} (medido pelo sensor de curvatura S2). No entanto, para $\Phi=1\text{m}$ simulando um *array* rígido, as imagens em (e) e (f) aparecem totalmente distorcidas.

Comparando-se as técnicas técnica de varredura setorial com a *STA*, através das imagens de (a) com (b) e (c) com (d), percebe-se que a técnica *STA* é mais eficiente na geração de uma imagem com qualidade maior. Dessa forma, as figuras (c) e (d) mostram haver uma descontinuidade na parede do osso separado pela fratura. Nas imagens em (a) e (e), obtidas pelo emprego da técnica de varredura setorial, não se percebe claramente um contraste que evidencie uma separação total das paredes do osso. Nessas imagens, aparecem apenas cavidades na interface cortical do osso, que embora reforce a suspeita de uma fratura não é suficiente para confirmá-la.

Imagens da fratura na região R1 – Valor da abertura da parede próximo a 2mm

Fig. 8.14: Imagens de ultrassom dos ensaios de detecção da fratura na região R1 do *phantom* P2. Lado esquerdo da figura: Imagens obtidas pelo emprego da técnica de varredura setorial, (a) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro real, (c) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro médio e (e) sem a correção nos tempos de atraso. Lado direito da figura: Imagens obtidas pelo emprego da técnica STA, (b) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro real, (d) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro médio e (f) sem a correção nos tempos de atraso

A exemplo da Fig. 8.14, as imagens de ultrassom da Fig. 8.15 foram geradas da mesma maneira e na mesma ordem. Os mesmos procedimentos foram mantidos para a correção dos tempos de atraso considerando-se os diâmetros de curvatura Φ_{P2} , Φ_{S2} e Φ . A largura da abertura da fratura na região R2=0,4mm é bem menor do que R1=2mm, o que dificultou muito sua detecção. Em relação a correção dos atrasos, os mesmos comentários feitos para as imagens de ultrassom de R1 valem para as respectivas imagens obtidas para R2. No entanto, em relação ao uso das técnicas, ao contrário do que ocorreu com R1, a imagem de ultrassom obtida a partir do uso da técnica de varredura setorial também detectou a interrupção na parede do osso na região R2. As imagens obtidas através do uso técnica STA apresentaram um contraste melhor, mesmo apresentando sombreamentos.

Imagens da fratura na região R2 – Valor da abertura da parede próximo a 0,4mm

Correção dos atrasos com $\Phi_{P2}=47,2\text{mm}$

Correção dos atrasos com $\Phi_{S2}=42,43\text{mm}$

Fig. 8.15: Imagens de ultrassom dos ensaios de detecção da fratura na região R1 do *phantom* P2. Lado esquerdo da figura: Imagens obtidas pelo emprego da técnica de varredura setorial, (a) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro real, (c) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro médio e (e) sem a correção nos tempos de atraso. Lado direito da figura: Imagens obtidas pelo emprego da técnica STA, (b) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro real, (d) com a correção nos tempos de atrasos usando o diâmetro médio e (f) sem a correção nos tempos de atraso

CAPÍTULO 9

9.1- Discussão

Dois protótipos de um transdutor do tipo *linear array* flexível TR1 e TR2 de 1MHz e sem sensor de curvatura, foram fabricados. No entanto, um dos protótipos, o TR2, apresentou problemas de interconexão elétrica dos cabos micro-coaxiais e perdeu a interconexão elétrica de cerca de metade do total de sinais. Uma outra parte, cerca de um quarto do total de elementos do transdutor, sofreram avarias em suas cerâmicas, e emitiram um sinal pulsado fraco e fora dos padrões dos demais sinais ativos, tidos como íntegros. Apenas 5 elementos funcionaram dentro desse padrão. Esses problemas foram causados pela delaminação das cerâmicas na matriz flexível, que foi usada nas camadas dianteira e traseira do transdutor TR3. O silicone em questão foi caracterizado pela amostra A2, e mostrou ser um material altamente flexível e razoavelmente resistente ao rasgamento, mas teve problemas de aderência e acabou por descolar das cerâmicas. De qualquer forma, um desses pulsos emitidos por uma cerâmica sem problemas, serviu para caracterizar o transdutor TR2, embora, apenas como valor de referência. Devido a todos esses problemas, o transdutor TR2 não foi usado em ensaios para obtenção de imagens de ultrassom.

O protótipo TR1 não apresentou um bom desempenho, o que pode ser observado pelas imagens geradas dos ensaios. Isto se deve aos problemas relacionados a sua construção. Os materiais das camadas dianteira e traseira não são ideais. É o que mostra algumas das propriedades acústicas medidas dos materiais caracterizados. O material usado na camada traseira é uma borracha de poliuretano flexível caracterizado pela amostra A1. Para o material da camada dianteira, usou-se o epóxi da amostra A3 caracterizada. Embora com propriedades acústicas desfavoráveis, os compostos flexíveis apresentaram ótima aderência e flexibilidade. As dimensões dos elementos e do passo do transdutor também não obedecem aos valores parametrizados discutidos no trabalho. No entanto, os valores de tensão de pico-a-pico de tensão elétrica, mostram que o sinal dos elementos possui uma amplitude muito similar a média dos demais, ou seja, a sensibilidade é boa, mas a diretividade é ruim. Uma medida da largura de banda média próxima a 35% foi validada para o protótipo do transdutor TR1, e ficou dentro de um patamar aceitável para um transdutor banda larga. Apesar dos

problemas mencionados, muitos outros aspectos de construção e manufatura do protótipo serviram como um aprendizado. Para um primeiro protótipo, obteve-se bons resultados no que se refere a algumas etapas no processo de fabricação do transdutor. Os processos de fabricação das camadas dianteira e traseira foram bem sucedidos, bem como os processos de corte da cerâmica e preenchimento da matriz flexível.

As imagens de ultrassom obtidas dos ensaios com o transdutor TR1 mostram que o dimensionamento acarretou no aparecimento de artefatos nas imagens causados pelos lóbulos de espaçamento que se formaram. Mesmo assim, o feixe acústico do transdutor mostrou ter um nível alto de energia, onde se tornou possível à detecção/localização de diferentes perfis/interfaces de peças mecânicas. Por esse motivo, muito possivelmente, possa haver alguma aplicação para esse protótipo.

O protótipo TR3 possui a mesma frequência de 1MHZ de TR1 e TR2, mas o passo dos elementos é bem menor. O protótipo apresentou um desempenho bem melhor, mas a borracha A2 (poliuretano flexível) depositada para ser sua camada frontal ficou espessa, isso acabou atenuando muito o sinal. Dessa maneira, um ganho na ordem de 20dB teve que ser usado para se obter as imagens. De qualquer forma, o transdutor foi capaz de detectar com boa eficiência a interface de uma amostra cortical óssea densa. O *phantom* P1 foi montado para esse ensaio com a amostra de osso. A construção do *phantom* P1 foi simples, e apenas usou um tubo de PVC com um rasgo retangular nas dimensões da abertura do transdutor, onde o transdutor foi curvado. Para a determinação dessa curvatura, usou-se o sensor de curvatura S1 embebido dentro da matriz flexível do transdutor. Esse sensor foi concebido para determinar um único raio de curvatura. Os princípios de construção e funcionamento do sensor S1 são simples, e se baseiam na aplicação das leis da resistência dos materiais e extensometria básica. Vários ensaios com diferentes diâmetros, variando de $40 < D < 125\text{mm}$, foram executados para se levantar uma curva de calibração para o sensor, onde, posteriormente se estabeleceu uma função linear para a determinação raios de curvatura indiretamente. No ensaio com o *phantom*, o sensor mediu com boa aproximação o diâmetro do tubo de PVC usado na montagem do *phantom* P1. Embora na calibração, o sensor apresentasse um erro médio residual pequeno, quando o mesmo foi usado no tubo, o valor medido ficou bem mais acima do esperado. A justificativa é de que o tubo não é suficientemente rígido, e deformou quando o transdutor foi curvado sobre sua superfície.

Para as medições dos sinais do sensor S1 foi usada uma ponte de *Wheatstone* balanceada com filtro de ruído e amplificação do sinal de saída. Embora a ponte funcione bem na leitura, ele necessita a cada medição de uma nova calibração, o que reduz sensivelmente o desempenho do transdutor e só as medidas estáticas são possíveis. No entanto, o sensor demonstrou ser muito importante na correção dos atrasos. Pois, uma comparação feita entre duas imagens de ultrassom da amostra de osso, obtidas pela técnica de varredura setorial, mostrou que a imagem aparece bem distorcida se a curvatura não é considerada.

Com o intuito de se melhorar a resolução de imagem do protótipo TR3, por causa da frequência mais baixa, desenvolveu-se e fabricou-se o protótipo TR4 com frequência de operação mais alta. O protótipo TR4 possui uma frequência de 2,25MHz e passo de 0,56mm. Essas características o tornam bem mais eficiente do que os protótipos anteriores. Os resultados mostraram que o transdutor TR4 apresenta uma resolução maior, e é bem menos afetado pelos problemas com os lóbulos de espaçamento. Além disso, foram desenvolvidos, projetados e caracterizados os materiais das camadas de acoplamento de impedância acústica e da camada de retaguarda. Os pulsos estreitos e muito amortecidos, obtidos dos elementos foram caracterizados. Os resultados mostraram que as camadas ajudaram a aumentar a largura de banda e melhoraram a eficiência na transmissão dos sinais.

Um sensor de curvatura S2 foi desenvolvido e embarcado no transdutor TR4. O sensor S2 é capaz de medir três raios de curvatura simultaneamente, e foi pensado para medir uma mudança suave de curvatura, parecida com as regiões do corpo humano. No entanto, o sensor foi calibrado e usado somente em superfícies cilíndricas. Sua construção e funcionamento são idênticos ao sensor S1, exceto pela forma de leitura dos dados. Para resolver os problemas com a demora nas aquisições dos sinais, e necessidade de calibração a cada mudança de superfície, por causa do balanceamento da ponte de *Wheatstone*, foi projetada e montada uma nova eletrônica para a aquisição dos dados. A eletrônica do sensor S2 consegue realizar medições simultâneas para os três pares de extensômetros de forma rápida. No entanto, a placa mede somente os valores absolutos de variação das resistências dos extensômetros diretamente, enquanto que as curvas de calibração do sensor S2 usaram os valores relativos, o que aumentou o tempo de processamento. Os resultados mostraram que para diâmetros pequenos ($D < 60$) o sensor é mais preciso e para diâmetros maiores, o erro é bem mais acentuado. Isto se deve ao fato de que a reta é linear para a relação deformação/curvatura, mas

o diâmetro é inversamente proporcional. Dessa forma, o erro também é inversamente proporcional.

Um *phantom* P2, desenvolvido para simular fraturas em interfaces corticais densas foi construído para testar a potencialidade da aplicação do transdutor nesse tipo de detecção. O sensor S2 mediu os diâmetro nos três pontos dos pares com valores próximos ao valor real do diâmetro do *phantom*. O erro na medida ficou um pouco fora do erro esperado, mas a borracha do *phantom* deforma facilmente durante o acoplamento, e assim, esse erro é aceitável.

Dessa forma, foram realizados vários ensaios com o transdutor acoplado no *phantom* P2. As imagens de ultrassom mostram que o transdutor é capaz de realizar a detecção do contorno do osso, mas não mostra interface cortical. Isto se deve à frequência de operação do transdutor, que é baixa, onde o transdutor não tem resolução suficiente para detectar interfaces corticais.

9.2- Conclusões

A literatura atual apresenta alguns tipos de transdutores flexíveis que usam sensores de curvatura complexos, como por exemplo, tipo *LVDT* que apresentam uma grande dificuldade para miniaturização para que o sensor seja embarcado no *array* flexível; ou sensor de curvatura de fibra óptica que usa uma instrumentação sofisticada. Este trabalho propõe a medição de curvatura da superfície através de extensômetros embarcados no transdutor. O trabalho mostrou que o uso de extensômetros para construção de sensores de curvatura é viável e pode ser usado em transdutores flexíveis. O sensor desenvolvido é capaz de medir raios de curvatura a partir de 20mm com boa precisão, mostrando-se adequado para aplicações médicas e industriais. O princípio de funcionamento do sensor é simples, o sensor é de fácil fabricação sendo capaz de medir de forma rápida uma curvatura.

A pesquisa e a seleção de materiais que possuem propriedades mecânicas e acústicas adequadas para serem usados na fabricação de transdutores flexíveis foram satisfatórias. O desempenho desses materiais foi avaliado segundo os resultados práticos de formação de imagens por ultrassom obtidas com o transdutor curvado sobre diferentes curvaturas. Em particular, a borracha de poliuretano flexível mostrou ser um material altamente maleável

podendo ser empregado na confecção de diversos tipos de amostras compósitas flexíveis com partículas embebidas. Esse material apresentou uma ótima flexibilidade, resistência à fadiga e alta adesão no material cerâmico. Além disso, as suas principais propriedades acústicas são próximas a do tecido humano mole (água) motivando-se assim a confecção de um *phantom*.

O trabalho também apresentou uma nova aplicação para o transdutor flexível, que é a detecção de fraturas em interfaces corticais ósseas. Mesmo não conseguindo gerar a imagem da interface cortical do osso, os resultados mostraram que a imagem do seu contorno serviu para a detecção/localização de uma fratura óssea no osso do *phantom* desenvolvido e construído para essa finalidade. Dado que nenhum estudo tem sido divulgado sobre esse tipo específico de aplicação usando transdutores de ultrassom flexíveis, os resultados mostraram que, mesmo para uma frequência de 2,25MHz, essa detecção é possível e pode ser mais bem explorada.

9.3- Trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, este trabalho propõe a fabricação de um transdutor flexível projetado para ser usado na fonoaudiologia, na obtenção de imagens do contorno da língua, para ser usado em testes de fala, ou de deglutição, para fins de pesquisa ou tratamentos/diagnósticos. Atualmente não existe nenhum transdutor específico desenvolvido para esse tipo de aplicação. Embora na prática, imagens de ultrassom do contorno da língua sejam bastante difundidas e pesquisadas, os fonoaudiólogos são obrigados a usar um transdutor rígido intracavitário. Esse transdutor é adaptado a esse novo cenário e usa um aparato, que além de ser desconfortável para a pessoa, compromete o desempenho do transdutor e a eficácia do exame também.

Neste trabalho, nenhuma medição de superfícies com mais de uma curvatura, ou mesmo, para uma mudança de curvatura de côncava para convexa foi explorada para se testar o sensor S2. Na prática, muitas superfícies apresentam topografias com mais de uma curvatura, e um estudo da viabilidade de se usar esse tipo de sensor em situações como essas se faz necessário. O sensor foi desenvolvido e projetado para medir três curvaturas diferentes. Como a abertura do transdutor não é grande, e considerando curvaturas mais suaves, os

pontos medidos estão próximos, e por interpolação, talvez o seja possível o levantamento topográfico dessas superfícies pelo sensor S2.

A fabricação de um transdutor com frequência próxima a 5MHz é necessária para a detecção de uma interface cortical do osso. Nesse caso é possível até mesmo a detecção de pequenas fissuras no osso, o que é extremamente vantajoso em exames para casos de suspeitas de fraturas.

Referências bibliográficas:

- [1] Alexander, Ng., Swanevelder, J., ***“Resolution in Ultrasound Imaging”***, Continuing Education in Anaesthesia, Critical Care and Pain, p. 264-268, 2011.
- [2] Akhnak, M., ***“Arrays Piezoeléctricos Bidimensionales de Apertura Segmentada para la Obtención de Imagen Acústica Volumétrica”***, Tesis Doctoral - Departamento de Señales, Sistemas y Tecnologías Ultrasónicas. Instituto de Acústica C.S.I.C., Madrid, 2002.
- [3] Ali, M., G., S., ***“Analysis of Broadband Piezoelectric Transducers by Discrete Time Model”***, Egyptian Journal of Solids, vol. 23, No 2, p.287-295, 2000.
- [4] Azar L., Shi, Y., Wooh, S-C., ***“Beam Focusing Behavior of Linear Phased Arrays”***, NDT and E Int , vol. 33, No 3, 2000.
- [5] ASTM E-1065, ***“Standard Guide for Evaluating Characteristics of Ultrasonic Search Units”***, 1999
- [6] Angelsen, B.A., Torp, H., Holm, S., Kristoffersen, K., Whittingham, T.A., ***“Which Transducer Array is Best?”***, European Journal of Ultrasound vol.2 No 2 p.51-164, 1995.
- [7] Beltrame, V., Stramare, R., Rebellato, N., Angelini, F., Frigo, A. C., Rubaltelli, L., ***“Sonographic Evaluation of Bone Fractures: a Reliable Alternative in Clinical Practice?”***, Clinical Imaging, vol. 36, No. 3, p. 203-208, 2012.
- [8] Berti, L. C., ***“Investigação da Produção de Fala a Partir da Ultrassonografia do Movimento de Língua”***, 18º Congresso Brasileiro de Fonoaudiologia, Coritiba/BR, 2010.
- [9] Bowen, C. R., Bradley, L. R., Almond, D. P., Wilcox, P. D., ***“Flexible Piezoelectric Transducer for Ultrasonic Inspection of Nonplanar Components”***, Ultrasonics, vol. 48, No 5, p.367-375, 2008.

- [10] Barthez, P. Y., Léveillé R., Scrivani, P. V., ***“Side Lobes and Grating Lobes Artifacts in Ultrasound Imaging”***, Radiology and Ultrasound, vol. 38, No 5, p.387-393, 1996.
- [11] Bar-Cohen, Y., Hoppe, W. C., Stubbs, D. A., ***“Multiphase Backing Materials for Piezoelectric Broadband Transducers”***, U.S. Patent No 4,482,835. 13, Nov. 1984.
- [12] Bardsley, B.G., Christensen, D.A., Pryor, T.A., ***“Multifrequency and Nonuniformly Spaced Arrays: Effects on Grating Lobe Amplitude”***, Ultrasonic Imaging, vol. 4, p.351-354, 1982.
- [13] Cross, K. P., ***“Bedside Ultrasound for Pediatric Long Bone Fractures”***, Clinical Pediatric Emergency Medicine”, vol. 12, No. 1, p. 27-36, 2011.
- [14] Camacho, J., Parrilla M., Fritsch, C., ***“Grating-lobes Reduction by Application of Phase Coherence Factors”***, IEEE International Ultrasonics Symposium, Rome, 2009.
- [15] Chan, S. S. W., ***“Emergency Beside Ultrasound for the Diagnosis of Rib Fractures”***, American Journal of Emergency Medicine No 27, p. 617-620, 2009.
- [16] Cannat, J. M., Williams, J., Zhou, Q., Ritter, T., Shung, K. K., ***“Development of a 35-MHz Piezo-composite Ultrasound Array for Medical Imaging”***, Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions, vol. 53, No. 1, p. 224-236, 2006.
- [17] Casula, O., Poidevin, C., Cattiaux, G., Fleury, G., Dumas, P., ***“A Flexible Phased Array Transducer for Contact Examination of Components With Complex Geometry”***, 16th World Congress on Non Destructive Testing , Montreal, Canada, 2004.
- [18] Chatillon, S., Cattiaux, G., Serre, M., Roy, O., ***“Ultrasonic Non-destructive Testing of Pieces of Complex Geometry with a Flexible Phased Array Transducer”***, Ultrasonics, vol. 38, No. 1, p. 131-134, 2000.
- [19] Clay, A.C., Wooh, S.C., Azar, L., Wang, J.Y., ***“Experimental Study of Phased Array Beam Steering Characteristics”***, Journal of Nondestructive Evaluation vol. 18, No 2, p.59-71, 1999.

- [20] Craig, J.G., Jon, A.J., Berton, R.M., ***“Ultrasound of Fracture and Bone Healing”***, Radiologic Clinics of North America, vol.37, No 4, p. 737-751.1999.
- [21] Cornejo, L.A., Jadidian B., Winde, A.A., Safari A., ***“Large-area Flexible-array Piezoelectric Ceramic/polymer Composite Transducer for Bone Healing Acceleration”***, In: Applications of Ferroelectrics. Proceedings of the Eleventh IEEE International Symposium. IEEE, p. 259-263, 1998.
- [22] Daft, C. M.W., ***“Conformable Transducers for Large-volume, Operator-independent Imaging”***, IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, p.798-808, 2010.
- [23] Drinkwater, B. W., Wilcox, P. D., ***“Ultrasonic Arrays for Non-destructive Evaluation: A Review”***, Paul D. Department of Mechanical Engineering, University of Bristol, BS3 1TR, UK, 2006.
- [24] De Jong, N., Bom, N., Souquet, J., Faber, G. ***“Vibration Modes, Matching Layers and Grating Lobes”***, Ultrasonics, vol. 23, No 4, p. 176-182, 1985.
- [25] Evans, J. A., Tavakoli, M. B., ***“Ultrasonic Attenuation and Velocity in Bone”***, Physics in Medicine and Biology vol.35, No 10, 1990.
- [26] Geddes D.T., Chadwick L.M., Kent J.C., Garbin C.P., Hartmann P.E., ***“Ultrasound Imaging of Infant Swallowing During Breast-Feeding”***, Springer Science-Business Media, Published Online, 2009.
- [27] Grewe, M. G., Gururaja, T. R., Shrout, T. R., Newnham, ***“Acoustic Properties of Particle/polymer Composites for Ultrasonic Transducer Backing Applications”***, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions, vol. 37, No 6, p. 506-514. 1990.
- [28] Gallego-Juarez, J. A., ***“Piezoelectric Ceramics and Ultrasonic Transducers”***, J. Phys. E: Sci. Instrum, No. 22, p.804-816, 1989.

- [29] Goode, A.H., Harrold, S.O., Reeves, J.M.; ***“Design, Construction and Application of a 2 MHz PZT Ultrasonic Transducer Array”***, IEEE, Advances in Ultrasonic Transducers and Arrays, 1989.
- [30] Greenspan, M., Tschigg, C.E., ***“Table of the Speed of Sound in Water”***, Journal Acoust. Soc. Am, vol. 31, pp.75–76, 1956.
- [31] Hopkins, D.,Neau, G., Le Ber, L., ***“Advanced Phased-Array Technology for Ultrasonic Inspection of Complex Composite Parts”***, International Workshop, Smart Materials, Structures and NDT in Aerospace Conference NDT, Montreal-Quebec Canada, 2011.
- [32] Hunter, A. J., Drinkwater, B. W., Wilcox, P. C., ***“Autofocusing Ultrasonic Imagery for Nondestructive Testing and Evaluation of Specimens with Complicated Geometries”***, NDT and E. International, vol. 43, No 2, p.78-85, 2010.
- [33] Harvey, G., Gachagan, A., Mackersie, J.W., McCunnie,T., Banks, R., ***“Flexible Ultrasonic Transducers Incorporating Piezoelectric Fibres”***, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions, vol. 56, No 9, 2009.
- [34] Holmes, C., Drinkwater, B. W., Wilcox, P. D., ***“Advanced Post-processing for Scanned Ultrasonic Arrays: Application to Defect Detection and Classification in Non-destructive Evaluation”***, Ultrasonics, vol. 48, No 6, p. 636-642, 2008.
- [35] Huang, J., Que, P. W., Jin, J. H., ***“A Parametric Study of Beam Steering for Ultrasonic Linear Phased Array Transducer”***, Russian Journal of Nondestructive Testing, vol. 40, No. 4, p. 46-53, 2004.
- [36] Hughes, S., ***“Medical Ultrasound Imaging”***, Physics Education, vol. 36, No. 6, p. 468, 2001.
- [37] Hübner, U., Schlicht, W., Outzen, S., Barthel, M., Halsband, H., ***“Ultrasound in the Diagnosis of Fractures in Children”***, Journal of Bone and Joint Surgery, British Volume, vol. 82, No. 8, p. 1170-1173, 2000.

- [38] Hunt, J. W., Arditi, M., Foster, F. S., ***“Ultrasound Transducers for Pulse-echo Medical Imaging”***, Biomedical Engineering, IEEE Transactions, No 8, p. 453-481, 1983.
- [39] ***“Introduction to Phased Array Technology-NDT Tutorials”***, www.olympus-ims.com, acessado em 03/10/2012.
- [40] Inoue, T., Ohta, M., Takahashi, S., ***“Design of Ultrasonic Transducers with Multiple Acoustic Matching Layers for Medical Application”***, IEEE Trans Ultrason Ferroelect Freq Contr, 1987.
- [41] Jensen, J. A., ***“Medical Ultrasound Imaging”***, Progress in Biophysics and Molecular Biology, vol. 93, No 1, p. 153-165, 2007.
- [42] Jensen, J. A., Nikolov, S. I., Gammelmark, K. L., Pedersen, M. H., ***“Synthetic Aperture Ultrasound Imaging”***, Ultrasonics, vol. 44, p. e5-e15, 2006.
- [43] Kobayashi, M., Jen, C. K., Lévesque, D., ***“Flexible Ultrasonic Transducers”***, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions, vol. 53, No 8, p. 1478-1486, 2006.
- [44] Kino, G., ***“Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing”***, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, Cap.3 p. 154-317, 1987.
- [45] Kino, G. S., Baer, R., ***“Theory for Cross Coupling”***, Ultrasonic Symposium, p. 1013-1019, 1983.
- [46] Lane, C. J., ***“The Inspection of Curved Components Using Flexible Ultrasonic Arrays and Shape Sensing Fibres”***, Case Studies in Nondestructive Testing and Evaluation”, vol. 1, p. 13-18, 2014.
- [47] Lau, S. T., Li, H., Wong, K. S., Zhou, Q. F., Zhou, D., Li, Y. C., Lou, H. S., Shung, K. K., Dai, J. Y., ***“Multiple Matching Scheme for Broadband 0.72 Pb (Mg1/3Nb2/3) O3– 0.28 PbTiO3 Single Crystal Phased-array Transducer”***, Journal of Applied Physics vol. 105, No 9, 2009.

- [48] Lee, J-H, Choi, S-W., ***“A Parametric Study of Ultrasonic Beam Profiles for a Linear Phased Array Transducer”***, IEEE Trans Ultrason. Ferr. Freq. Cont., vol. 47, No 3, 2000.
- [49] Langenberg, K. J., Berger, M., Kreutter, T., Mayer, K., Schmitz, V., ***“Synthetic Aperture Focusing Technique Signal Processing”***, NDT International, vol. 19, No 3, p. 177-189, 1986.
- [50] Mylavarapu, P., Woldesenbet, E., ***“A Predictive Model for Ultrasonic Attenuation Coefficient in Particulate Composites, Composites Part B”***, Engineering, vol. 41, No 1, p. 42-47, 2010.
- [51] Miller, J. L., Kang, S. M., ***“Preliminary Ultrasound Observation of Lingual Movement Patterns During Nutritive Versus Non-nutritive Sucking in a Premature Infant”***, Dysphagia, vol. 22, No. 02, p. 150-160, 2007.
- [52] Mahaut, S., Roy, O., Beroni, C., Rotter, B., ***“Development of Phased Array Techniques to Improve Characterization of Defect Located in a Component of Complex Geometry”***, Ultrasonics, vol. 40, No 1, p. 165-169, 2002.
- [53] Montero, F.R., ***“Two-phase Alumina Epoxy Resin Material for Multilayer Ultrasonic Transducer”***, Instituto de Acústica, Madrid Espanha, p. 857-862, 1985.
- [54] Nickson, C., Rippey, J., ***“Ultrasonography of Sternal Fractures”***, Australasian Journal of Ultrasound in Medicine, vol. 4, p.6-11. 2011.
- [55] ***“Pz37, A New Type of Piezoceramic Material With Very Low Acoustic Impedance”***, ‘www.ferroperm.net’, Acessado em 03/07/2013.
- [56] Palo, P., ***“A Review of Articulatory Speech Synthesis”***, Master's thesis, Helsinki University of Technology, Department of Electrical and Communications Engineering, 2006.
- [57] Poguet, j., Ciorau, P., ***“Special Linear Phased Array Probes Used for Ultrasonic Examination of Complex Turbine Components”***, 8th European Congress on Non Destructive Testing, Barcelona, Spain, 2002.

- [58] Papadakis, E.P., Oakley, C.G., Selfridge, A.R., Maxfield, B., ***“Fabrication and Characterization of Transducers”***, Physical Acoustics, vol. 24, p. 43-134, 1999.
- [59] Powell, D.J., Hayward, G., ***“Flexible Ultrasonic Transducer Arrays for Non-destructive Evaluation Applications - part 1: The Theoretical Modeling Approach”***, IEEE Trans Ultrason Ferr Freq Cont, vol. 43, No 3, p.385-392, 1996 (a).
- [60] Powell, D.J., Hayward, G., ***“Flexible Ultrasonic Transducer Arrays for Non-destructive Evaluation Applications - Part 2: Performance Assessment of Different Array Configurations”***, IEEE Trans Ultrason Ferr Freq Cont, vol. 43, No 3, p.385-392, 1996 (b).
- [61] Rhee, S., Ritter, T.A., Shung, K.K., Wang, H., Cao, W., ***“Materials for Acoustic Matching in Ultrasound Transducers”***, Ultrasonics Symposium, IEEE. vol. 2, IEEE, 2001
- [62] Singh, R. S., Culjat, M. O., Lee, M., Bennett, D. B., Natarjan, S., Cox, B. P., Lee, H., ***“Conformal Ultrasound Imaging System”***, In Acoustical Imaging. Springer Netherlands p. 211-222, 2011.
- [63] Singh, R.S., Culjat, M.O., Vampola, S.P., Williams, K., Taylor, Z.D., Lee, H., Grundfest, W.S., Brown, E.R., ***“Simulation, Fabrication, and Characterization of a Novel Flexible, Conformal Ultrasound Transducer Array”***, IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, p. 1824-1827, 2007.
- [64] Steele, C. M., Lieshout, P.V., ***“Tongue Movements During Water Swallowing in Healthy Young and Older Adults”***, Journal of Speech, Language, and Hearing Research vol.52, p.1255-1267, 2009.
- [65] Shung, K. K., Cannata, J. M., Zhou, Q. F., ***“Piezoelectric Materials for High Frequency Medical Imaging Applications: A Review”***, J. Electroceram, p. 139-145, 2007.
- [66] Shung, K. K., Zipparo, M., ***“Ultrasonic Transducers and Arrays”***, IEE Engineering IN Medicine and Biology, p. 20-30, 1996.

- [67] Stone, M., Davis, E.P., ***“A Head and Transducer Support System for Making Ultrasound Images of Tongue/jaw Movement”***, The Journal of the Acoustical Society of America, No 06, p. 3107-3112, 1995.
- [68] Schulz, U., Nink, M., Pfützner, A., Schrezenmeir, J., Beyer, J. Schulz, U., ***“Architecture in Cortical Bone and Ultrasound Transmission Velocity”***, Clinical Rheumatology, vol. 12, No 3, p. 364-367, 1993.
- [69] Smith, W.A., ***“Modeling 1-3 Composite Piezoelectrics: Thickness-Mode Oscillations”***, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., vol. 38, No 1, p. 40-47, 1991.
- [70] Smith, W.A., ***“The Role of Piezocomposites in Ultrasonic Transducers”***, Ultrasonic Symposium, p.775-766, 1989.
- [71] Smith, W. A., ***“Composite Piezoelectric Materials for Medical Ultrasonic Imaging Transducers – A Review”***, IEEE, p. 249-256, 1986.
- [72] Sayers, C.M., Tait, C.E., ***“Ultrasonic Properties of Transducer Backings”***, Ultrasonics, vol. 22, No 2, p.57-60, 1984.
- [73] Sayers, C.M., Smith, R.L., ***“Ultrasonic Velocity and Attenuation in an Epoxy Matrix Containing Lead Inclusions”***, Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 16, No 7, 1983.
- [74] Silk, M. G., ***“Predictions of the Effect of Some Constructional Variables on the Performance of Ultrasonic Transducers”***, Ultrasonics, vol. 21, No 1, p. 27-33, 1983.
- [75] Sayers, C.M., Smith, R.L., ***“The Propagation of Ultrasound in Porous Media”***, Ultrasonics, vol. 20, No 5, 1982.
- [76] Somer, J. C., ***“Electronic Sector Scanning for Ultrasonic Diagnosis”***, vol. 6, No. 3, p. 153-159, 1968.
- [77] Tavakoli, M. B., Evans, J. A., ***“The Effect of Bone Structure on Ultrasonic Attenuation and Velocity”*** Ultrasonics vol.30, No 6, p.389-395, 1992.

- [78] Tremblay, P., Turgeon, S., Reilly, D., Maes, G., ***“Recent Progress in Phased Array UT Inspection through Complex and Wavy Surfaces”***, 10th European Conference on Non-Destructive Testing, Moscow, 2010.
- [79] Von Ramm, O. T., Smith S. W., ***“Beam Steering With Linear Arrays”***, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 30, No 8, p. 438-452, 1983.
- [80] Williams, D., ***“The Physics of Ultrasound”***, Anaesthesia and Intensive Care Medicine, vol. 13, No 6, p. 264-268, 2012.
- [81] Weinberg, E. R., Michael G. T., James W. T., ***“Accuracy of Clinician-performed Point-of-care Ultrasound for the Diagnosis of Fractures in Children and Young Adults”***, Injury, vol. 41, No. 8, p. 862-868, 2010.
- [82] Whittingham, T. A., ***“Medical Diagnostic Applications and Sources”***, Progress in Biophysics and Molecular Biology, vol. 93, No. 1, p. 84-110, 2007.
- [83] Wang, H., Ritter, T. A., Cao, W., Shung, K. K., ***“High Frequency Properties of Passive Materials for Ultrasonic Transducers”***, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions, vol. 48, No 1, p.78-84, 2001.
- [84] Wooh, S-C., Shi, Y., ***“Optimum Beam Steering of Linear Phased Arrays”***, Wave Motion, No 29, p. 245-265, 1999 (a).
- [85] Wooh, S-C., Shi, Y., ***“A Simulation Study of the Beam Steering Characteristics for Linear Phased Arrays”***, J. Nondestructive Eval., vol. 18, No 2, p.39-57, 1999 (b).
- [86] Watkin, K. L., ***“Ultrasound and Swallowing”***, Folia Phoniatrica et Logopaedica vol.51, p.183-198, 1999.
- [87] Wooh, S-C., Shi, Y., ***“Influence of Phased Array Element Size on Beam Steering Behavior”***, Ultrasonics, vol. 36, p.737-749, 1998.

- [88] Wu, J., ***“Determination of Velocity and Attenuation of Shear Waves Using Ultrasonic Spectroscopy”***, The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 99, No 5, p.2871-2875, 1996.
- [89] Wells, P. N. T., ***“The Present Status of Ultrasonic Imaging in Medicine”***, Ultrasonics, v. 31, No 5, p. 345-352, 1993.
- [90] Wojcik, G. L., Vaughan, D. K., Murray, V., Mould Jr, J. ***“Time-domain Modeling of Composite Arrays for Underwater Imaging”***, Ultrasonics Symposium, 1994. Proceedings IEEE. vol. 2, p. 1027-1032, 1994.
- [91] Yang W.T., Loveday E.J., Metrewell C, Sullivan P.B., ***“Ultrasound Assessment of Swallowing in Malnourished Disabled Children”***, The Br. Journal of Radiology, vol. 70, p. 992-994, 1997.
- [92] Ying, C. F., Truell, R., ***“Scattering of a Plane Longitudinal Wave by a Spherical Obstacle in an Isotropically Elastic Solid”***, Journal of Applied Physics vol.27 No 9, p.1086-1097, 1956.
- [93] Zharkova, N., Hewlett, N., Lickley,R., Hardcastle, W.J., ***“Lingual Coarticulation Dynamics in Preadolescents: An Ultrasound Study”***, Hardcastle Queen Margaret University Edinburgh-Scotland UK, 2011.
- [94] Zhou, S., Wojcik, G. L., ***“An Approach for Reducing Adjacent Element Crosstalk in Ultrasound”***, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control vol. 50, No 12, p.1752-1761, 2003.

APÊNDICE A

A.1- Determinação dos parâmetros usados na caracterização dos protótipos de transdutores

Uma forma complementar usada para verificar as influências dos modos de vibração da cerâmica na forma de onda do sinal pulsado é feita por meio de uma análise dos sinais medidos dos pulsos através de ensaios normalizados. Os sinais são obtidos no domínio do tempo e convertidos no domínio da frequência. Através desta análise é que são levantados os valores dos principais parâmetros comparativos usados para caracterizar e validar a performance do transdutor. Estes parâmetros são normalizados pela norma ASTM E 1065-99 (1999) e usados para a validação de transdutores comerciais. Os parâmetros técnicos usados para caracterizar o transdutor são aferidos por meio de uma instrumentação adequada que segue padrões bem estabelecidos. As medidas desses parâmetros são obtidas a partir de uma série de testes práticos em corpos de prova e dispositivos apropriados. Os parâmetros medidos a partir da resposta pulso-eco obtida dos testes dos corpos de prova são definidos: pela sensibilidade e duração do pulso, pela largura de banda do espectro em frequência do pulso, entre outros. Adicionalmente, a caracterização do transdutor é complementada pelo mapeamento do feixe acústico nos planos axial e azimutal. Após a obtenção da área mapeada, também são feitas medidas práticas em regiões específicas, a campo próximo e a campo distante do perfil acústico mapeado. Essas medidas servem para determinar as resoluções lateral e axial do transdutor, e de forma complementar, definir a sua diretividade e o espalhamento do seu feixe acústico no meio. No entanto, os protótipos fabricados e estudados neste trabalho, têm como o seu objetivo maior, o de apenas contribuir no desenvolvimento científico de novos tipos de transdutores flexíveis. Introduzindo, assim, conceitualmente um novo tipo de transdutor flexível para aplicações médicas e em ensaios *NDT*. Dessa forma, os protótipos de transdutores não são tratados como um produto comercial, de modo que os parâmetros empregados servem apenas como uma referência qualitativa. Portanto, os parâmetros medidos para caracterizar os protótipos de transdutores deste trabalho, foram extraídos de ensaios não iguais aos normalizados. Para a obtenção dos pulsos usados na caracterização dos sinais, usou-se um hidrofone pontual de 0,6mm com a face do emissor distando de 40 a 80mm da ponta. Todos os ensaios, semelhantes ao da Fig. A.1, foram feitos em um tanque de imersão usando água como meio de propagação.

Figura A.1: Ensaio para medição dos pulsos emitidos pelo transdutor TR1

A1.1- Determinação do comprimento e duração dos pulsos

A Fig. A.2 mostra a forma de onda de um pulso simulado pela função dada pela Eq. [A.1]. A curva foi gerada plotando-se os valores de $P_{pls}(z)$ em função do tempo $t[s]$. Na simulação, foram usados como parâmetros: uma frequência $f=2,25\text{MHz}$, uma constante de subida $C_{t1}=3$, uma constante de descida $C_{t2}=12$ e um número de ciclos $N_{cls}=5$. Esse sinal foi usado como referência na demonstração dos parâmetros usados na caracterização dos transdutores.

$$P_{pls} = \left(\sin(2\pi z / \lambda) e^{(-C_{t1}z / -N_{cls}\lambda)} \right) z^{C_{t2}} \quad [A.1]$$

Figura A.2: Forma de onda do pulso simulado com quatro ciclos (períodos)

Para o sinal pulsado amortecido da Fig. A.1, define-se a sua sensibilidade S_{ens} como sendo o valor absoluto de pico-a-pico das amplitudes que é dado por:

$$V_{pp} = |V_{p_{min}}| + |V_{p_{max}}| \quad [A.2]$$

Para definir o comprimento e a duração da forma de onda, recorre-se as variáveis usadas nas demarcações do gráfico da figura ilustrativa A.2. Primeiramente, observa-se que o pulso é totalmente amortecido quando sua amplitude tende a zero. Isso ocorre somente após o quinto pico ($N_{pcs}=5$). Dessa maneira, se considerarmos apenas o número de ciclos ou períodos $N_{cls}=N_{pcs}-1$ da forma de onda considerada, a duração do sinal dp_{cls} é determinada pela Eq. [A.3], enquanto que o seu comprimento é dado pela Eq. [A.4] .

$$dp_{cls} = \frac{N_{cls}}{f} \quad [A.3]$$

$$Cp_{cls} = N_{cls} \lambda_{meio} \quad [A.4]$$

Os valores de dp_{cls} e Cp_{cls} foram calculados de forma direta, tomando-se apenas o número de períodos N_{cls} do sinal medido, são validos somente se o pulso for suficientemente estreito e bem definido. No entanto, no caso de um pulso com duração longa, ou mesmo, mais distorcido, adota-se como referência para os cálculos, uma reta de decaimento do sinal em [dB] para um valor menos aproximado. Assim, ao invés de se levar em conta um número de picos arbitrários não amortecidos, medem-se os limites de tempo da intersecção da reta de decaimento com o sinal. Dessa forma, para um decaimento de -3db, a duração da forma de onda pulsada dp_{3db} é um valor temporal extraído graficamente pela intersecção da reta com as amplitudes marcadas pelos pontos pa e pb . Analogamente, para os decaimentos de -6dB e -12dB, toma-se os valores gráficos de dp_{6db} e dp_{12db} respectivamente. Sendo assim, o comprimento da forma de onda do pulso Cp_{dB} dado pela Eq. [A.5] é o valor obtido a partir de dp_{dB} para um certo nível de decaimento adotado.

$$Cp_{dB} = cl_{meio} dp_{dB} \quad [A.5]$$

A1.2- Determinação do fator de medida da resolução axial do transdutor

Com os valores do comprimento do pulso, Cp_{cls} obtido a partir do número de ciclos ou Cp_{dB} obtido através da reta de decaimento, determina-se o valor de medida da resolução axial correspondente, Rax_{cls} ou Rax_{dB} . A resolução axial/longitudinal de um transdutor de ultrassom é definida como sendo a menor distância entre dois refletores pontuais, paralelos e distados longitudinalmente na direção do feixe acústico propagado, que aparecem distinguíveis na imagem de ultrassom (WHITTINGHAM, 2007) e (KINO, 1987).

A Fig. A.3 ilustra conceitualmente este princípio. Assim sendo, a resolução axial é uma medida inversamente proporcional a medida de Rax_{dB} .

Figura A.3: Representação esquemática da resolução axial

Portanto, a medida da resolução axial Rax_{cls} , considerando Cp_{cls} é obtida pela Eq. [A.6] (HUGHES, 2001). De forma similar, para Cp_{dB} obtido graficamente, chega-se a Rax_{dB} através da Eq. [A.7] (HUGHES, 2009); (ASTM E 1065-99, 1999) e (KINO, 1987).

$$Rax_{cls} = \frac{Cp_{cls}}{2} = \frac{\lambda_{meio} N_{cls}}{2} \quad [A.6]$$

$$Rax_{dB} = \frac{Cp_{dB}}{2} = \frac{cl_{meio} dp_{dB}}{2} = \frac{(\lambda_{meio} f) dp_{dB}}{2} \quad [A.7]$$

A1.3- Determinação do fator de medida da resolução lateral do transdutor

Por definição, usando-se o critério de *Rayleigh*, a medida do fator de resolução lateral/transversal/azimutal é dada pela menor distância entre dois refletores pontuais paralelos a face do transdutor e distinguíveis na imagem ultrassom (WHITTINGHAM, 2007) e (KINO, 1987). A Fig. A.4 ilustra esquematicamente os refletores localizados paralelamente no plano azimutal e o fator de medida da resolução transversal Rlt .

Figura A.4: Representação esquemática da resolução lateral

A exemplo da resolução axial, a melhor resolução lateral deve ocorrer a uma profundidade z_{pr} onde se tem o máximo de amplitude do campo de pressão acústica no pico de máximo. Nesse pico de máximo, o feixe acústico é convergente por causa das interferências construtivas e destrutivas das ondas que se propagam, segundo o princípio de *Huygens*. Além desse limite, o feixe acústico é divergente, e observa-se que a amplitude decai inversamente proporcional à distância de propagação em z . Em uma profundidade mais abaixo desse limite z_{pr} , existe uma zona onde os picos estão muito próximos entre si. Nessa região, além de um grau elevado de interferência, a diretividade é ruim. Dessa forma, o sinal de ultrassom propagado é mais intenso e uniforme na região do último pico na profundidade z_{pr} . As zonas que separam essas duas regiões distintas são, respectivamente, denominadas de campo próximo (zona de *Fresnel*) e campo distante (zona de *Fraunhofer*) (WILLIAMS, 2012), (ALEXANDER; SWANEVELDER, 2011) e (KINO, 1987). No caso de um transdutor *linear array* com um número grande de elementos ($N > 64$), e um espaçamento $d \approx a$ ($a \gg \lambda$), a distância desse limite z_{pr} de transição pode ser aproximada a do monoelemento com diâmetro igual ao tamanho da abertura Dab (WHOO; SHI, 1998).

$$z_{pr} = \frac{Dab^2 - \lambda^2}{4\lambda} \quad [A.8]$$

Nessa região, onde o feixe acústico é mais estreito, a resolução lateral deve ser maior. Uma medida quantitativa da resolução lateral pode ser feita de forma linear através da medida direta da largura do feixe acústico dada pela Eq. [A.9] obtida da largura do feixe acústico na profundidade z_p . Ou na forma angular pela Eq. [A.10], considerando a largura do lóbulo principal do gráfico de diretividade $DT(\theta)$ (JENSEN, 2007) e (KINO, 1987).

$$Rlt_x = \Delta x \quad [A.9]$$

$$Rlt_\theta = x\Delta\theta \quad [A.10]$$

Por este motivo, os fatores de medida da resolução lateral Rlt_x e Rlt_θ de um transdutor são determinados a partir do mapeamento do campo acústico do transdutor. Mas eles também podem ser estimados a partir dos modelos discretos semelhantes ao proposto no Cap.2 que considera um único meio de propagação e emissão por ondas contínuas.

Os parâmetros de medida das resoluções axial Rax e lateral Rlt são importantes na caracterização do transdutor para quantificar a resolução da imagem de ultrassom e definir o melhor o contraste. Ambos os parâmetros dependem do feixe acústico irradiado no meio de propagação. Um feixe mais estreito é desejável para haver uma melhora na resolução lateral. Já, para uma resolução axial mais satisfatória, deseja-se um transdutor que emita um sinal pulsado amortecido mais estreito. No caso de um *array* linear, Rax e Rlt podem ser melhorados através da deflexão/focalização do feixe acústico. Nessa circunstância, a amplitude do perfil do campo acústico focalizado em uma certa profundidade z_p é beneficiada pelo aumento do nível de energia concentrada nessa nova região de campo próximo, bem como pelo decaimento mais rápido do sinal em torno do ponto de focalização. Dessa maneira, a focalização do feixe acústico no ponto focal P_f desejado, se for bem dimensionado os parâmetros de entrada, ajuda a melhorar Rax e Rlt sensivelmente. Embora a focalização aumente a convergência do feixe na região de campo próximo (no ponto focal), na região de campo distante, o feixe se torna mais divergente. Seguindo este princípio, um estudo prévio mais cuidadoso através de simulações se torna necessário. Na prática, devido a inúmeros problemas relacionados com os lóbulos de espaçamento e lóbulos laterais, o feixe acústico

acaba ficando distorcido e se torna menos diretivo e intenso no ponto focal P_f pretendido. Muitas vezes os parâmetros não podem ser otimizados por causa das dimensões e a frequência de operação do transdutor. Nesse caso, a qualidade da imagem obtida do ultrassom é comprometida pelo desempenho ruim do transdutor (WILLIAMS, 2012), (ALEXANDER; SWANEVELDER, 2011), (KINO, 1987) e (DE JONG et al., 1985).

Uma medida aproximada da largura do feixe acústico pode ser aproximada pela equação (ALEXANDER, SWANEVELDER, 2011) e (JENSEN, 2007):

$$Rlt = \frac{z(P_f)\lambda}{Dab} \quad [A.11]$$

Apesar da focalização do feixe acústico em $z(P_f)$ contribuir para o aumento da energia acústica na região, isto é claro, se o problema for bem dimensionado, um outro parâmetro de imagem importante é a própria atenuação do sinal propagado no meio. Apesar de Rlt e Rax depender diretamente da relação $cl=\lambda f$, que por sua vez relaciona a frequência de operação do transdutor com meio a ser inspecionado, existe o papel da atenuação do próprio meio que deve ser considerada também. Muitas vezes não basta apenas dimensionar Rlt e Rax sem saber do grau de atenuação que o sinal vai sofrer, pois, os ecos refletidos poderão ser muito atenuados pelo meio antes de ser recebido pelo transdutor, quando isso acontece, os alvos não são detectados e a imagem fica com um nível de contraste muito baixo.

A intensidade de energia do ultrassom é atenuada exponencialmente quando o sinal é propagado em um meio contínuo elástico homogêneo. Dado que o eco refletido é apenas uma parte dessa energia transmitida que foi refletida e voltou para o transdutor, essa perda de energia pode ser expressa em [dB] através do coeficiente de atenuação α_{meio} dado por (ALEXANDER; SWANEVELDER, 2011) e (HUGHES,2011):

$$\alpha_{meio} = \frac{20 \log_{10} (A_T / A_P)}{z_{pr}} \quad [A.12]$$

A Eq. [A.12] mostra que a atenuação α_{meio} depende das amplitudes do sinal emitido pelo transdutor A_T e do sinal recebido do eco A_R através de uma relação logarítmica. Essa

relação não permite que se aumente muito o nível de tensão do sinal pulsado, pois o ganho de resposta se torna pequeno. A cerâmica possui um limite máximo de energia que não deve ser excedido, e isso deve ser respeitado a fim de se evitar danos na cerâmica por causa do superaquecimento. Quando isso acontece, poderá haver a despolarização do material piezelétrico ou mesmo danos na camada de acoplamento, o que é bem mais comum de acontecer. O que se faz então é aumentar eletronicamente o ganho na recepção, mas esse aumento só é eficiente desde que a relação sinal/ruído seja satisfatória e o contraste seja minimamente aceitável. Quando a atenuação de um dado meio é grande demais, simplesmente o transdutor não pode ser usado para detectar os alvos que não vão aparecer na imagem formada.

A1.4- Determinação da medida da largura de banda do transdutor

A largura de banda Bw é um outro parâmetro importante na caracterização do transdutor. Esse parâmetro é determinado a partir do espectro em frequência do sinal pulsado (OLYMPUS, 2012) e (ASTM E 1065-99, 1999). A Fig. A.5 mostra a resposta em frequência do sinal simulado da Fig. A.1.

Figura A.5: Espectro em frequência do sinal simulado

Uma reta de decaimento dada em dB é então ajustada à curva do espectro servindo como referência na determinação indireta de Bw_{dB} por meio da Eq. [A.13] (LAU et al., 2009).

$$Bw_{dB} = \frac{fa_{dB} - fb_{dB}}{fc} \quad [A.13]$$

Onde: fb_{dB} é a frequência baixa, determinada pela intersecção da reta de nível decaimento com o limite inferior da curva do espectro da Fig A.5. Analogamente, fa_{dB} é a frequência alta no limite superior da banda. E, $fc = (fb - fa)/2$ é a frequência central da banda.

No caso do espectro ser simétrico, a frequência de pico fp , onde deve ocorrer o valor de máximo na amplitude do espectro, se torna igual a frequência central fc . Quando o espectro não é simétrico, o máximo de energia na emissão para o modo de espessura desejado não ocorre na frequência fc , onde o sinal acaba sendo composto por outros modos acoplados. Em particular, para o espectro simétrico do pulso simulado, a frequência central $fc=2,25\text{MHz}$ é igual a frequência de pico fp , que por sua vez, tem o mesmo valor da frequência f de operação na ressonância do modo de espessura. Na prática, fp não ocorre na ressonância do modo de espessura. Dessa forma, embora o transdutor possa operar na banda Bw_{dB} é nas faixas de frequências mais próximas a fc que maior parte da energia no modo de espessura é convertida na forma de onda do pulso. Nessa banda mais estreita, o transdutor passa a ter uma sensibilidade maior e funciona com mais eficiência (ASTM E 1065-99, 1999).

APÊNDICE B

B1- Caracterização das amostras pelo método transmissão recepção

Toda metodologia e cálculos usados para a caracterização das amostras nesse trabalho seguiram os mesmos procedimentos descritos por Wu (1996) e posteriormente, de forma similar, apresentado por Wang et al. (2001). Pelo fato de não se conhecer as propriedades acústicas dos materiais, faz-se necessário determina-las através de métodos experimentais. As amostras caracterizadas serviram para dimensionar as camadas de retaguarda e de acoplamento do transdutor. Na Seção 1.2 do Cap. 1 está uma discussão mostrando a importância de se adicionar essas camadas.

Normalmente, os materiais usados na confecção da camada de acoplamento e da camada de retaguarda dos transdutores multielementos rígidos são concebidos por um compósito bi-componente com conectividade 0-3. O compósito bi-componente é formado a partir de partículas embebidas em uma matriz formada por um polímero. Existem também camadas concebidas por mais de uma fase de partículas, mas na prática são mais complicados de confeccionar devido as dificuldades em se adicionar as fases de modo a se chegar a uma mistura homogênea controlada. Geralmente, a camada de retaguarda do transdutor é composta por uma mistura de pó de tungstênio com resina epóxi na proporção mássica em gramas (pré-determinada) de forma a se chegar a um material com uma impedância acústica próxima a impedância acústica da cerâmica selecionada (GOODE; HARROLD; REEVES, 1989), (MONTERO, 1985). O uso de borrachas de poliuretanos *RTV* também é comum (GREWE et al. 1990). Enquanto que a camada de acoplamento acústico com espessura de $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda da frequência central da cerâmica é adicionada para formar o material da face do transdutor. Comumente, essa camada é feita com uma mistura de pó de alumina com resina epóxi numa proporção mássica em gramas pré-determinada de forma a se chegar à mistura ideal requerida para casar a impedância acústica da cerâmica com o meio de propagação, no caso deste trabalho, a água (GOODE; HARROLD; REEVES, 1989) e (MONTERO, 1985).

Obviamente, existem outras combinações de materiais existentes para essas duas camadas, mas os quesitos para o material da camada de retaguarda com atenuação α_{meio} alta e uma impedância acústica Z_{meio} próxima a impedância Z_{cer} é facilmente alcançada combinando-se partículas de tungstênio, muito densas, com diferentes tipos de resina epóxi ou poliuretanos mais macios, que possuam um valor de atenuação por absorção alto. No caso da camada de acoplamento acústico, o valor de impedância acústica média Zl_{med} da camada é alcançado combinando-se resinas epóxi mais duras com partículas de alumina para se chegar a uma máxima transmissão na água (SHUNG; ZIPPARO, 1996) e (SILK, 1983).

$$Zl_{med} = \sqrt{Z_{cer}Z_{agua}} \quad B[1]$$

Nesse caso, Z_{agua} é o valor da impedância acústica característica da água usado nos cálculos desse trabalho.

Genericamente, a impedância acústica característica de um determinado material para o caso de uma incidência normal da onda de ultrassom pode ser facilmente determinada pela relação (KINO, 1987):

$$Zl_{meio} = \rho_{meio}cl_{meio} \quad B[2]$$

Na Eq. B[2], a variável cl_{meio} é a velocidade normal/longitudinal de propagação acústica da onda no meio. Analogamente, a impedância acústica característica da componente transversal da onda de ultrassom, quando a incidência não é normal, segue a mesma relação (SAYERS, TAIT, 1984):

$$Zt_{meio} = \rho_{meio}ct_{meio} \quad B[3]$$

Onde, ct_{meio} é a velocidade transversal, ou de cisalhamento, de propagação acústica da onda de ultrassom no meio.

Genericamente, no modelo apresentado por Wu (1996), a velocidade longitudinal propagada na amostra é determinada pela relação:

$$cl_{ca} = \frac{cl_{sa}}{1 - \frac{\Delta t_{en} cl_{sa}}{e_A}} \quad B[4]$$

$$\Delta t_{en} = t_{ca} - t_{sa} \quad B[5]$$

Dado que:

- 1) cl_{sa} é a velocidade longitudinal de propagação do sinal de ultrassom na água sem a presença da amostra.
- 2) Δt_{en} é a diferença temporal medida nos tempos de vôo dos sinais emitidos por T1 e recebidos por T2. Ou seja, esse valor é determinado pelo tempo de vôo t_{sa} do sinal na água emitido por T1 e recebido por T2 sem a presença da amostra, e posteriormente subtraído do valor do tempo de vôo t_{ca} do sinal com a adição da amostra no mesmo caminho percorrido pelo sinal na água sem a amostra.
- 3) e_A é a espessura da amostra usada nos ensaios, onde o sinal de ultrassom emitido por T1 deverá incidir e percorrer a amostra até ser recebido por T2.

Portanto, os subscritos usados designam as propriedades acústicas dos meios obtidos dos sinais, “sa” sem a amostra, e “ca” com a amostra. Vale ressaltar que Δt_{en} não tem valor absoluto, e para casos onde $cl_{ca} > cl_{sa}$, o sinal negativo deve ser atribuído na Eq. B[5] e determina se a velocidade de propagação do ultrassom na amostra é ou não maior do que na água.

Visto que a velocidade do sinal na água ($cl_{sa} = cl_{agua}$) muda com a variação de temperatura T_{emp} , usualmente costuma-se corrigir esse valor empregando-se o polinômio de 5ª ordem de Greenspan e Tschigg (1959) para uma resposta mais precisa. A função expressa na Eq. [B6] foi obtida por meio do ajuste de uma curva de regressão ajustada aos valores experimentais com intervalo de incerteza menor que 0.005.

$$cl_{sa} = 1402.736 + 5.03358T_{emp} - 0.0579506T_{emp}^2 + 3.31636(10^{-4})T_{emp}^3 - 1.45262(10^{-6})T_{emp}^4 + 3.0449(10^{-9})T_{emp}^5 \quad [6]$$

Dessa forma, corrigido o valor de cl_{sa} , determina-se o valor da impedância característica da água Zl_{agua} pela relação direta ($\rho_{agua}cl_{agua}$). E através do valor cl_{ca} determinado pela Eq.[B4] obtido através dos pulsos medidos, calcula-se a impedância característica da amostra Zl_A da mesma forma.

Para calcular o valor da atenuação do sinal na amostra, recorre-se ao coeficiente de atenuação α_A , em unidades dB/m, do sinal propagado nas amostras que é determinado pela equação:

$$\alpha_A = \alpha_{agua} + 20 \left[\frac{\log_{10} \left(\frac{T_A A_{ca}}{A_{sa}} \right)}{e_A} \right] \quad \text{B[7]}$$

Analogamente, A_{sa} é amplitude do sinal recebido pelo transdutor T2 sem a presença da amostra e A_{ca} com a presença da amostra. Para uma relação melhor que considere possíveis reflexões que ocorram dentro da amostra, os sinais dos pulsos sa e ca foram convertidos no domínio da frequência através da transformada de Fourier. E, dentro da banda de frequência de operação do transdutor, onde se espera uma relação linear para as amplitudes, determina-se então os valores absolutos de A_{sa} e A_{ca} . Esse valor é obtido pontualmente no valor da frequência de operação dos transdutores T1 e T2 usados no ensaio. Visto que, o valor da constante de atenuação do sinal na água α_{agua} é um valor muito pequeno em comparação a atenuação do sinal nas amostras, ele foi desprezado nos cálculos. O valor da atenuação do sinal na água é $\alpha_{agua}=0.000271.f^2$ dB/m, com f dado em MHz (WANG et. al, 2001). Já o coeficiente de transmissão total do sinal de ultrassom na amostra dado por T_A é calculado por:

$$T_A = \frac{4Zl_{agua}Zl_A}{(Zl_{agua} + Zl_A)^2} \quad \text{B[8]}$$

Para o calculo da velocidade transversal ou de cisalhamento, com $\theta_{in} > \theta_{incr}$, recorre-se a expressão:

$$ct_{ca} = \frac{cl_{sa}}{\sqrt{\sin(\theta_{in})^2 + \left(\frac{\Delta t_{en} cl_{sa}}{e_A} + \cos(\theta_{in}) \right)^2}} \quad B[9]$$

A velocidade transversal ct_{sa} ocorre quando o sinal de ultrassom emitido pelo transdutor T1 propaga-se na água e sofre uma reflexão devido a incidência das ondas na amostra não ser normal, ou seja, $\theta_{in} > 0$. Quando isso ocorre, espera-se que além de uma componente da onda longitudinal refletida, uma onda refratada com um ângulo θ_{rfr} seja transmitida no meio (amostra) e recebida por T2. Além disso, para um mesmo ângulo $\theta_{in} > 0$, observa-se também aparecimento de uma componente de cisalhamento da onda na amostra devido ao efeito de conversão dos modos de propagação da onda. A Fig. B1 mostra de forma ilustrativa, os efeitos de conversão de modos das ondas de ultrassom emitidas por T1 e recebidas por T2 para o caso específico de transmissão e incidência da onda em uma interface líquido/sólido.

Fig. B.1: Vista esquemática da amostra rotacionada com um ângulo de incidência θ_{inc}

Nesse caso em particular, para um ângulo de incidência maior que um ângulo crítico, $\theta_{inc} > \theta_{incr}$, apenas as ondas transversais de cisalhamento propagam-se na amostra e são recebidas por T2. Nesse ponto, o ângulo de incidência crítico θ_{incr} [graus] é obtido pela Eq. [B10] determinada diretamente pela lei de *Snell*.

$$(\sin(\theta_{incr}))^{-1} = (cl_{sa} / cl_{ca}) \quad [B10]$$

Na fotografia da Fig. B2 está uma das amostras assentada na placa do goniômetro usado nos testes. O dispositivo é dotado de motores de passo para girar a amostra nos eixos X

e Y em torno do seu centro. Mesmo sem usar os motores de passo é possível girar os eixos e se obter um bom ajuste.

Fig. B.2: Fotografia do goniômetro

O goniômetro possui rotação nos eixos Z e Y permitindo assim o alinhamento da amostra em relação à face dos transdutores, emissor T1 e receptor T2. Com a amostra presa no dispositivo imerso em um tanque de água, foi possível ajustar manualmente os sinais dos pulsos e garantir o melhor paralelismo da face da amostra com as faces dos transdutores.

B2- Modelo teórico usado na determinação das propriedades acústicas de compósitos bi-componentes

A seguir, está uma descrição do modelo teórico usado na determinação das propriedades acústicas de compósitos bi-componentes. O modelo serve para estimar as propriedades acústicas do meio, e foi usado como um método complementar de validação dos valores reais obtidos pelo uso da técnica transmissão/recepção descrito anteriormente na Seção B1 desse Apêndice. Assim, determinou-se o valor das velocidades cl_A e ct_A , e das impedâncias Zl_A e Zt_A , das amostras de materiais dimensionadas para compor as camadas de acoplamento e de retaguarda. As medidas das amostras serviram para definir a melhor composição, que posteriormente foi escolhida pra ser usada na fabricação do transdutor TR4.

Geralmente, as expressões analíticas de impedância, velocidades de fase, ou mesmo atenuação em materiais compósitos de conectividade 0-3, consideram uma fase passiva polimérica e uma segunda fase constituída de partículas. Normalmente, as partículas são consideradas de propriedades mecânicas bem conhecidas, homogêneas, isotrópicas, elásticas/rígidas e esféricas. Os melhores resultados experimentais comparáveis aos valores teóricos extraídos dos modelos, são obtidos de amostras com as partículas embebidas em numa fase polimérica, quase sempre um epóxi ou uma borracha *RTV*. O tamanho e a formato da partícula tem um efeito preponderante no modelo, que sempre assume um formato esférico cujo diâmetro a_p é muito menor que o comprimento de onda λ_{meio} do sinal de ultrassom na matriz. Dessa forma, a frequência f do ultrassom não tem influência nas propriedades acústicas do compósito, de modo que a fração em volume de partículas só tem influência na variação de densidade do material compósito. Nesse caso em particular, as propriedades acústicas do compósito são então derivadas de modelos analíticos que se baseiam nas teorias de resistência dos materiais, que também assumem a matriz compósita resultante como sendo um meio linear, homogêneo, isotrópico, além de infinito. Os modelos mais simples de se implementar consideram os limites, superior e inferior, do potencial de energia mecânica, onde os valores, segundo esse princípio, não devem ficar fora dessa região (GREWE et al., 1990), (BAR-COHEN; HOPPE; STUBBS, 1984), e (MONTERO, 1985). No entanto, esses modelos apresentam uma região entre esses limites onde o intervalo de incerteza pode ser considerado grande, o que pode levar a resultados imprecisos. Por esse motivo, optou-se nesse trabalho, usar o modelo proposto por Sayers e Tait (1984), que foi derivado dos modelos que consideram a atenuação do sinal pelos fenômenos de espalhamento e absorção. A perda de energia do sinal por espalhamento se dá pelas perturbações e interferências construtivas/destrutivas sofridas pelas ondas de ultrassom, quando as mesmas colidem nos obstáculos esféricos das partículas embebidas no meio. Já a absorção do sinal em um meio elástico e homogêneo é um fator constante que depende do tipo de material (YING; TRUELL, 1956). Conforme pode ser observado no trabalho de Sayers e Tait (1984) e outros com tratamento semelhantes, que os resultados experimentais são bem próximos aos teóricos para valores mais moderados de fração em volume ($\delta_{vol} < 0.4$) de partículas na matriz. Especialmente, para partículas de tungstênio e alumina embebidas em uma fase de poliuretano ou epóxi (GREWE et al., 1990), (BAR-COHEN; HOPPE; STUBBS, 1984) e (MONTERO, 1985), que são também os materiais que constituem as camadas de acoplamento acústico e de retaguarda utilizadas na fabricação dos transdutores propostos nesse trabalho.

Em alguns casos, a fim de aumentar a eficiência na transmissão do sinal no meio, acrescenta-se mais de uma camada de acoplamento. No entanto, embora existam modelos teóricos e alguns resultados experimentais com essa abordagem, seu uso na prática é quase sempre impraticável. Isto se dá pelas dificuldades em se obter materiais próximos aos modelados. Além de tornar a fabricação do transdutor muito complexa (LAU, et al., 2009), (RHEE et al., 2001), (ALI, 2000) e (INOUE; OHTA; TAKAHASHI, 1987). Portanto, nesse trabalho, o modelo usado nos cálculos e os resultados experimentais consideram apenas a adição de uma única camada de acoplamento e de retaguarda.

A medida da atenuação do ultrassom no material da camada de retaguarda tem um papel importante na determinação da espessura da camada de retaguarda. Pois, visto que partículas de tungstênio misturadas ao poliuretano na confecção do material da camada de retaguarda usado neste trabalho são de um material muito denso, uma camada demasiadamente espessa, além de tornar o transdutor pesado, não contribui significativamente para o amortecimento. Por isso, uma espessura mínima é aconselhável. No entanto, determinar esse valor analiticamente é complicado, já que depende da atenuação do material que se torna um parâmetro difícil de se determinar analiticamente. Os modelos analíticos com solução numérica se baseiam nas perdas predominantemente por absorção do material compósito, negligenciando-se as perdas por espalhamento assumindo que $\lambda_{meio} \gg a_p$, e ainda fazem uma outra série de simplificações. Mesmo assim, os resultados teóricos não são próximos aos experimentais (SAYERS; TAIT, 1984) e (SAYERS; SMITH, 1983). Essa discrepância entre os valores teóricos com os experimentais se deve ao fato de que a atenuação não um fenômeno que só dependente da relação de tamanho, formato e distribuição das partículas na matriz com a frequência, como também sofre forte influência da micro-estrutura do material compósito formado. Nesse caso, o grau de penetração e recobrimento das partículas pelo polímero durante a mistura (homogeneidade e sedimentação), bem como a sua porosidade, são fatores que contribuem para o grau de incerteza na implementação de um modelo ideal para o material (MYLAVARAPU; WOLDESENBET, 2010) e (RHEE et al., 2001).

A porosidade que se deve a formação/distribuição/tamanho das bolhas de ar na estrutura compósita, ainda deve ser tratada como um caso a parte. Portanto, deve-se considerar que todos esses fatores também têm papel significativo na atenuação do sinal,

principalmente para frações mássicas altas, onde a homogeneidade fica comprometida (TAVAKOLI; EVANS, 1992), (GREWE et al 1990) e (SAYERS; SMITH, 1982). Devido a essas dificuldades, optou-se por determinar a espessura da camada de retaguarda a partir dos resultados experimentais somente.

Seguindo-se o modelo proposto por Sayers e Tait (1984), podemos calcular a massa específica do compósito ρ_{comp} pela regra das misturas:

$$\rho_{comp} = \rho_1(1 - \delta_{vol}) + \rho_2\delta_{vol} \quad [B11]$$

Onde, os índices subscritos, “1” e “2” das equações do modelo, dizem respeito às propriedades da partícula e do polímero respectivamente.

Uma vez conhecidas as propriedades da partícula e do polímero, determina-se os fatores de proporcionalidade η_1 e η_2 pelas equações [B12] e [B13].

$$\eta_1 = \left(\frac{ct_1}{cl_1} \right)^2 \quad [B12]$$

$$\eta_2 = \left(\frac{ct_2}{cl_2} \right)^2 \quad [B13]$$

Para efeito de simplificação, definiu-se os valores dos adimensionais p_1 e p_2 pelas expressões:

$$p_1 = \frac{\rho_1}{\rho_{comp}} \left(\frac{ct_1}{ct_{comp}} \right)^2 \quad [B14]$$

$$p_2 = \frac{\rho_2}{\rho_{comp}} \left(\frac{ct_2}{ct_{comp}} \right)^2 \quad [B15]$$

Conhecido-se as densidades e as propriedades acústicas da partícula e do material da amostra, determina-se o valor da velocidade de cisalhamento do compósito ct_{comp} obtido diretamente através da solução da Eq. [B16].

$$0 = \left[3p_1\eta_1^2 - 4(p_1 - 1) \right] \left[3p_2(\eta_2)^2 - 4(p_2 - 1) \right] \left[5\delta(p_1 - p_2) - (p_1 - 1)(2p_2 + 3) \right] - \left[4(p_1 - 1)(p_2 - 1) \right] \left[3p_2\eta_2^2 - 4(p_2 - 1) + \delta(3p_1\eta_1^2 - 3p_2\eta_2^2 - 4(p_1 - p_2)) \right] \quad [B16]$$

Visto que a solução da Eq. [B16] não é direta, faz-se necessário então simular numericamente os valores através de um método iterativo de tentativa e erro atribuindo-se a Eq. [B16] um valor inicial coerente para se achar o valor convergente para a variável ct_{comp} em função da fração em volume δ_{vol} de partículas no compósito.

Analogamente, determina-se n_{comp} da mesma forma:

$$\eta_{comp}^2 = \frac{\left[1/3(3p_1\eta_1)^2 - 4(p_1 - 1)(3p_2\eta_2^2 - 4(p_2 - 1)) \right]}{\left[3p_2\eta_2^2 - 4(p_2 - 1) \right] + \delta \left[3p_1\eta_1^2 - 3p_2\eta_2^2 - 4(p_1 - p_2) \right]} \quad [B17]$$

Finalmente, após a determinação dos valores de p_1 , p_2 e, ct_{comp} indiretamente, chega-se a velocidade longitudinal cl_{comp} em função de δ_{vol} com η_{comp} determinado de forma iterativa pela equivalência entre as equações [B17] e [B18] .

$$\eta_{comp} = \left(\frac{ct_{comp}}{cl_{comp}} \right)^2 \quad [B18]$$

E, por conseguinte, através de relação direta (ρc), determina-se os valores das impedâncias acústicas características do compósito, Zt_{comp} e Zl_{comp} .