

FLÁVIO MURTINHO BRAGA BOECHAT

Desenvolvimento de um par transmissor-receptor de transdutores piezelétricos
ultrassônicos para aplicações submarinas

São Paulo

2020

FLÁVIO MURTINHO BRAGA BOECHAT

Desenvolvimento de um par transmissor-receptor de transdutores piezelétricos
ultrassônicos para aplicações submarinas

Versão Corrigida

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

Área de Concentração:
Engenharia Mecatrônica

Orientador:
Prof. Dr. Flávio Buiochi

São Paulo

2020

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

Catálogo-na-publicação

BOECHAT, FLAVIO MURTINHO BRAGA

Desenvolvimento de um par transmissor-receptor de transdutores piezelétricos ultrassônicos para aplicações submarinas / F. M. B. BOECHAT -
- São Paulo, 2020.
150 p.

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

1.SENSOR 2.PIEZOELETRICIDADE 3.MATERIAIS CERÂMICOS
4.POLIMÉRICOS (MATERIAIS) 5.ULTRASSOM I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos II.t.

Nome: BOECHAT, Flávio Murtinho Braga

Título: Desenvolvimento de um par transmissor-receptor de transdutores piezelétricos ultrassônicos para aplicações submarinas

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

Aprovado em:

Banca Examinadora

Prof. Dr. _____

Instituição: _____

Julgamento: _____

Prof. Dr. _____

Instituição: _____

Julgamento: _____

Prof. Dr. _____

Instituição: _____

Julgamento: _____

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Flavio Buiochi, pela orientação e conhecimentos transmitidos durante todo o trabalho.

A todos os amigos e participantes do Laboratório de Ultrassom da EPUSP, por terem sido atenciosos e disponíveis em dirimir as dúvidas que me surgiram ao longo do trabalho. Um muito obrigado em especial ao Dr. Timóteo Francisco de Oliveira pelo apoio dado na fabricação dos transdutores. Um muito obrigado também ao colega Estevão Patrício pelo apoio na realização dos ensaios experimentais. Agradeço também a ajuda do Dr. Marcelo Yassunori Matuda e do colega Carlos Burbano.

À CAPES, CNPQ e FAPESP pelo apoio financeiro para a realização deste trabalho.

À minha esposa Lara e meu filho Fábio, pelo apoio e paciência ao longo de toda a jornada.

RESUMO

BOECHAT, Flávio Murtinho Braga. Desenvolvimento de um par transmissor-receptor de transdutores piezelétricos ultrassônicos para aplicações submarinas. 2020. 150f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecatrônica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2020.

Nesta dissertação, são apresentados os procedimentos para o desenvolvimento de um par transmissor-receptor de transdutores piezelétricos ultrassônicos para aplicações submarinas. Inicialmente, identificou-se o estado da arte de cada tecnologia e selecionaram-se configurações adequadas para cada caso. Para o transmissor, foi usado um material piezocerâmico (PZT) com geometria linear de multielementos retangulares esbeltos, e para o receptor um material piezopolimérico (PVDF) foi usado para construir um hidrofone do tipo agulha. Os fundamentos do Método dos Elementos Finitos aplicado a estruturas piezelétricas foram descritos. O modelo em elementos finitos e as curvas de impedância elétrica obtidas de simulações utilizando-se o programa ANSYS foram apresentados para um elemento piezelétrico do transmissor. Os métodos e materiais empregados na fabricação e caracterização do transmissor foram detalhados. Os fundamentos do método da resposta impulsiva aplicado à acústica subaquática foram descritos. O modelo analítico baseado neste método foi implementado em MATLAB para simular campos acústicos produzidos por transdutores de geometria multielementos retangulares esbeltos. Os métodos e materiais empregados na fabricação e testes do hidrofone foram detalhados. Por fim, foram apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Palavras-Chave: Transdutor. Hidrofone. *Array*. Piezelétrico. Piezocerâmico. Piezo-Polimérico. Ultrassom. Método dos Elementos Finitos.

ABSTRACT

BOECHAT, Flávio Murtinho Braga. Development of a transmitter-receptor pair of ultrasonic piezoelectric transducers for subsea applications. 2020. 150f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecatrônica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2020.

This work presents the whole procedure carried out for the development of a transmitter-receiver pair of ultrasonic piezoelectric transducers intended for subsea applications. Initially, the state-of-the-art for each technology was identified and a suitable configuration for each case was selected. For the transmitter, a piezoceramic material (PZT) with linear array of thin rectangular elements was used, and for the receptor, a piezopolymeric material (PVDF) was used to construct a needle-type hydrophone. The Finite Element Method applied to piezoelectric structures was described. The finite element model and the electric impedance curves obtained from simulations using the ANSYS software were presented for one piezoelectric element of the transmitter. The methods and materials employed for the transmitter fabrication and characterization were detailed. The impulsive response method applied to underwater acoustics was described. The analytical model based on this method was implemented in MATLAB to simulate acoustic fields generated by the linear array transducer. The methods and materials employed for the hydrophone fabrication and tests were described. Finally, the conclusions as well as suggestions for future works were presented.

Keywords: Transducer. Hydrophone. Array. Piezoelectric. Piezoceramic. Piezopolymer. Ultrasound. Finite Element Method.

Sumário

Capítulo 1. INTRODUÇÃO	1
1.1. MOTIVAÇÃO.....	9
1.2. OBJETIVOS	10
1.3. ORGANIZAÇÃO	11
Capítulo 2. TRANSDUTORES DE ULTRASSOM	12
2.1. TRANSMISSOR MULTIELEMENTOS.....	14
2.1.1. Elementos Retangulares Esbeltos	15
2.1.2. Interferências interelementos	16
2.2. HIDROFONE MONOELEMENTO	19
2.2.1. Geometria do tipo-Agulha	20
2.2.2. Material Piezopolimérico	21
Capítulo 3. PROJETO DO TRANSMISSOR	25
3.1. MATERIAIS PIEZELÉTRICOS.....	25
3.2. EQUAÇÕES CONSTITUTIVAS DA PIEZELETRICIDADE.....	27
3.3. EQUAÇÕES DE EQUILÍBRIO DA PIEZELETRICIDADE	33
3.4. O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS NA PIEZELETRICIDADE	34
3.4.1. Fundamentos Teóricos do MEF na Piezeletricidade	35
3.4.2. Matrizes de Amortecimento	39
3.4.3. Equações Matriciais Amortecidas	41
3.5. SIMULAÇÕES NA FERRAMENTA ANSYS.....	41
3.5.1. Pré-processamento	42
3.5.2. Solução	49
3.5.3. Pós-processamento	52
Capítulo 4. FABRICAÇÃO DO TRANSMISSOR	58
4.1. SISTEMA MONOELEMENTO	58
4.2. DESAFIOS DA FABRICAÇÃO DE SISTEMA MULTIELEMENTO.....	59
4.3. FABRICAÇÃO DO ARRAY LINEAR DE ELEMENTOS ESBELTOS.....	60
4.3.1. Separação dos Elementos Ativos	62
4.3.2. Adaptação do Cabo Multicoaxial	65
4.3.3. Conexão dos Microcoaxiais aos Elementos	70
4.3.4. Camadas Passivas	74
4.3.5. Encapsulamento do Conjunto	81

4.4.	CARACTERIZAÇÃO DO TRANSMISSOR.....	82
4.4.1.	Características Elétricas	82
4.4.2.	Caracterização Eletroacústica	84
4.4.3.	Testes de Imageamento	90
Capítulo 5.	DESENVOLVIMENTO DO HIDROFONE	95
5.1.	DESCRIÇÃO DO CAMPO ACÚSTICO.....	95
5.1.1.	Revisão da Literatura	96
5.1.2.	Método da Resposta Impulsiva	98
5.1.3.	Campo Acústico - Elemento de Geometria Genérica	98
5.1.4.	Campo Acústico - Elemento Retangular Esbelto	102
5.1.5.	Campo Acústico - Multielemento Retangular Esbelto	112
5.1.6.	Campo Acústico – Transdutor Fabricado	115
5.2.	FABRICAÇÃO DOS COMPONENTES DO HIDROFONE.....	118
5.2.1.	Adaptação de Agulhas Veterinárias	118
5.2.2.	Confecção do Elemento Ativo	120
5.2.3.	Integração do Conjunto	122
5.3.	TESTES DO HIDROFONE	123
Capítulo 6.	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	127
6.1.	CONCLUSÕES.....	127
6.2.	TRABALHOS FUTUROS	128
	REFERÊNCIAS	130

Capítulo 1.

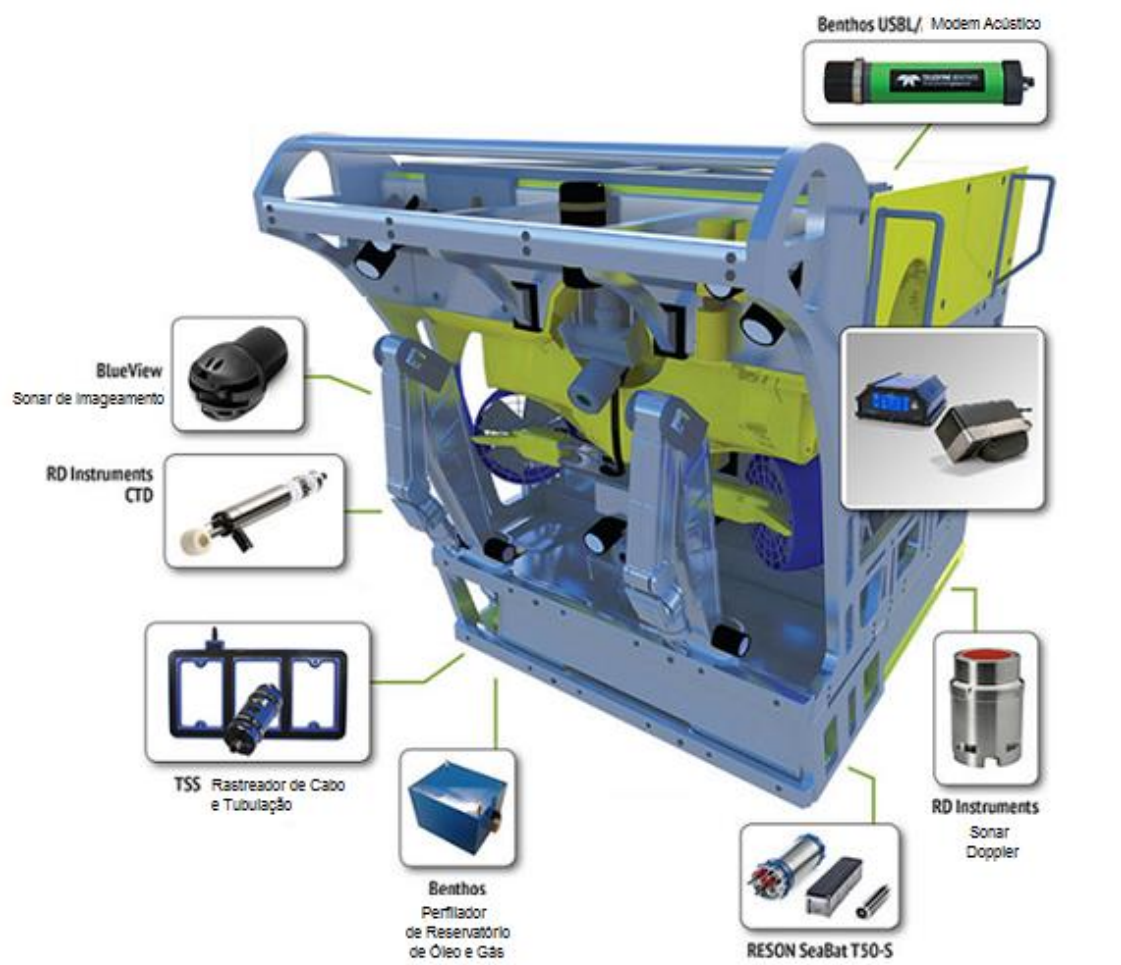
INTRODUÇÃO

À medida que o homem explora as profundezas dos oceanos, seja por propósitos militares, comerciais ou científicos, ele se depara com dificuldades de comunicação, navegação e visualização não encontradas em outros meios [1]. O meio aquático é hostil à vida humana e a equipamentos. Ele é substancialmente opaco à luz visível, à ondas de rádio, radar e infravermelho assim como às demais formas de propagação eletromagnética, tão comuns na atmosfera terrestre e no espaço sideral. Por essas razões, as ondas acústicas assumiram e permanecerão assumindo um papel relevante na transmissão de sinais através da água. As primeiras aplicações da acústica no meio subaquático datam da década de 1920, quando os princípios do ecobatímetro, que são equipamentos para medir a profundidade local, foram solidamente estabelecidos no campo da engenharia [2].

Durante a Segunda Guerra Mundial, significativos avanços foram registrados na ciência da propagação do som na água. Um relatório resumindo os resultados de intensos anos de pesquisa, o "Physics of Sound in the Sea" foi publicado, logo após o término da guerra [3]. Da mesma forma, os materiais ativos utilizados nos dispositivos de transmissão e recepção (transdutores) apresentaram grande evolução, ao longo das décadas. Os irmãos Curie foram pioneiros ao descobrirem que uma deformação mecânica aplicada a um cristal de quartzo resultava na produção de carga elétrica em sua superfície, efeito conhecido como piezelétrico direto [4]. Mais tarde, o efeito piezelétrico inverso, isto é, a deformação mecânica devido à carga elétrica, foi matematicamente deduzido através de análises termodinâmicas, permitindo o desenvolvimento dos primeiros transdutores eletroacústicos [5]. Os transdutores à base de quartzo foram gradativamente substituídos por materiais magnetostrictivos, à base de níquel. No fim dos anos 1940, os ferroelétricos foram introduzidos e, em meados da década de 1950, surgiram os primeiros dispositivos à base de titanato zirconato de chumbo (PZT), sendo até hoje, ainda que com variações, o material predominante na fabricação de transdutores subaquáticos. Os primeiros transdutores do tipo multielemento ou array, empregando mais de um elemento piezelétrico, foram adotados na tecnologia sonar, nos anos 1950.

O emprego de transdutores ultrassônicos piezelétricos em aplicações submarinas, por décadas, se limitou à atividade de inspeção NDT de dutos e estruturas submarinas, tal qual sua contraparte terrestre. O advento das mini-embarcações não tripuladas de superfície ou submersíveis, no entanto, fez surgir novos envelopes de operação, cujos requisitos não mais se adequavam aos tradicionais equipamentos acústicos da faixa sonora. Tarefas então como o imageamento de alta resolução em águas profundas e a batimetria em águas muito rasas, inconcebíveis antes da disponibilidade desses veículos, passaram a demandar equipamentos acústicos na faixa ultrassônica de operação, devido essencialmente às características locais de curto-alcance e às exigências de alta resolução. Pelas mesmas razões, auxílios à navegação para aplicações já consolidadas, como o posicionamento dinâmico de embarcações especializadas, tiveram de rever seus critérios de operação, criando uma oportunidade de mercado aos transdutores ultrassônicos. Um único ROV (*Remotely Operated Vehicle*), um veículo remotamente operado, intensivamente empregado nas operações de inspeção e intervenção *offshore* do litoral brasileiro, chega a agregar uma quantidade da ordem de dezenas de equipamentos para a transmissão de sinais acústicos (Figura 1). Vários destes podem ter frequência de operação na faixa ultrassônica, dentre eles o sonar de varredura mecânica, o sonar de imageamento, o modem acústico, o sistema de posicionamento e navegação, o altímetro e o sonar-doppler. A IHO (Organização Hidrográfica Internacional), ainda que voltada para as necessidades específicas do hidrógrafo, fornece uma extensa bibliografia sobre as aplicações acústicas submarinas disponíveis, para todas as faixas de frequência [6]. Uma relação descrevendo algumas destas encontra-se a seguir, apresentando alguns detalhes da configuração e enfatizando as possibilidades de operação para a faixa ultrassônica:

Figura 1 - ROV de intervenção e equipamentos acústicos utilizados



Nota: Imagem gentilmente cedida pela TELEDYNE MARINE®

a) **Batimetria**: quase todas as embarcações empregadas na navegação comercial possuem um ou mais ecobatímetros, dispositivo utilizado para a medição da profundidade local. A profundidade é calculada indiretamente pelo "tempo de voo" entre a transmissão a partir de um transmissor (ou projetor) até a recepção do eco em um hidrofone. Normalmente, um único transdutor opera como emissor e receptor, valendo-se da reciprocidade material. Esse tempo é então convertido em distância conhecendo-se a velocidade de propagação local [7]. A maioria dos ecobatímetros é do tipo monoelemento, porém, o uso de multielementos evita ambiguidades nas medidas, pois além de concentrar a energia acústica em um feixe mais estreito, aumenta a sensibilidade de recepção para uma dada direção, fenômeno também conhecido como *beamforming*, o que permite compensar o "jogo" da embarcação que o porta [8]. A batimetria consiste em um

levantamento hidrográfico para a confecção ou atualização de cartas náuticas e é também realizada com o emprego de ecobatímetros. Para profundidades de até 11 km, são utilizadas embarcações especializadas dotadas de ecobatímetros com frequências de operação relativamente baixas (12 kHz). No entanto, em águas rasas com profundidades entre 10 a 50 metros e com possibilidade de perigos à navegação como bancos de areia, pedras submersas ou cascos soçobrados, veículos autônomos de pequeno porte (Figura 2) vêm sendo a opção mais segura para a realização da batimetria. Estas utilizam equipamentos na faixa de 100 a 500 kHz, oferecendo uma resolução da ordem de centímetros e precisão em torno de 0,5%;

Figura 2 - Embarcação autônoma realizando operação de batimetria em água rasa

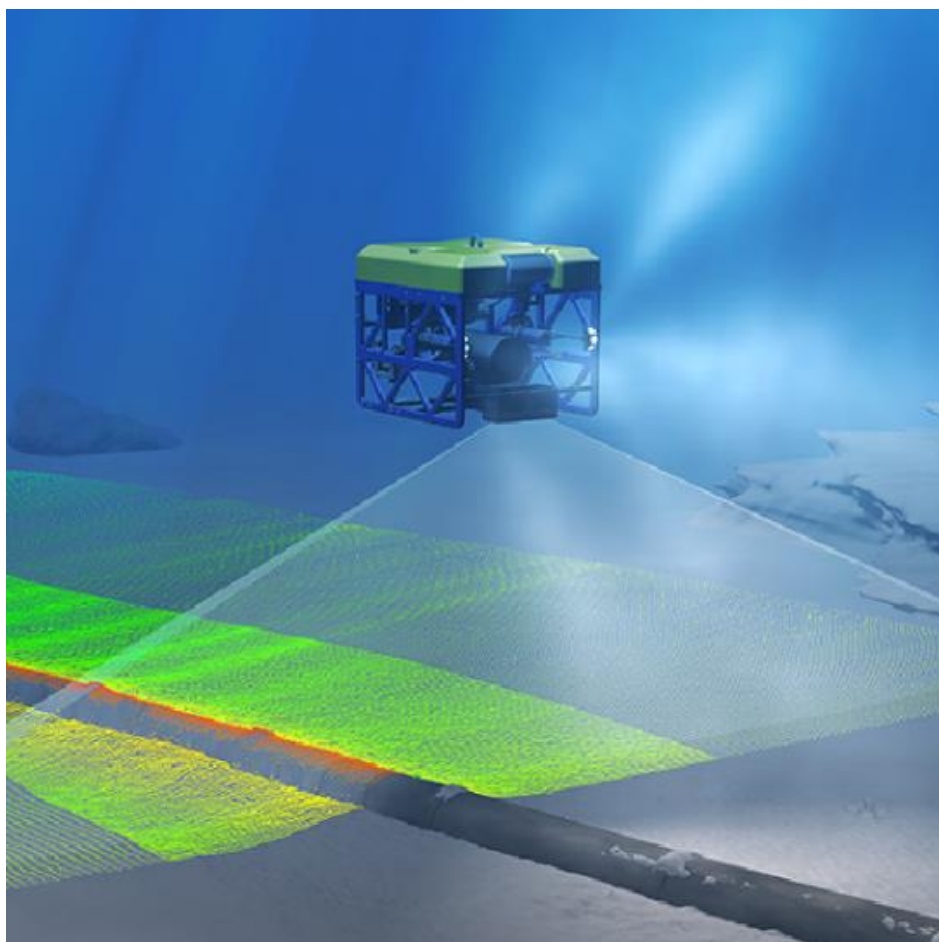


Nota: Imagem gentilmente cedida pela L3 ASV GLOBAL®

- b) Imageamento: a acústica pode ser empregada para produzir um mapa de intensidades refletidas, também conhecido como sonograma. A imagem formada lembra uma imagem ótica podendo ter um nível de detalhamento muito alto. A deflexão do feixe pode ser feita não apenas mecanicamente, tal qual nos radares, mas também eletronicamente pela forma predominante da tecnologia *beamforming*, a técnica *phased-array*, cujas origens remontam as pesquisas em radar, durante a Segunda Guerra Mundial. Em linhas

gerais, variando-se a fase da transmissão entre cada elemento, o feixe é defletido em diferentes direções [9]. Um exemplo de imageamento pode ser verificado na Figura 3 onde um ROV dotado de um sonar multielementos linear, isto é, um sonar com elementos linearmente dispostos e velocidade de avanço permite a geração de uma imagem tridimensional. Outra configuração comum é a conhecida Side-Scan Sonar (SSS), ou Sonar de Varredura Lateral, onde o array é rebocado pela popa da embarcação. Originariamente utilizado como uma técnica caça-minas, o sistema Side Scan foi introduzido no meio civil, em 1960, para uso em monitoramento do leito submarino [10]. A frequência de operação utilizada se encontra na faixa de 200 a 500 kHz;

Figura 3 - ROV dotado de sonar multielemento linear sobre um duto

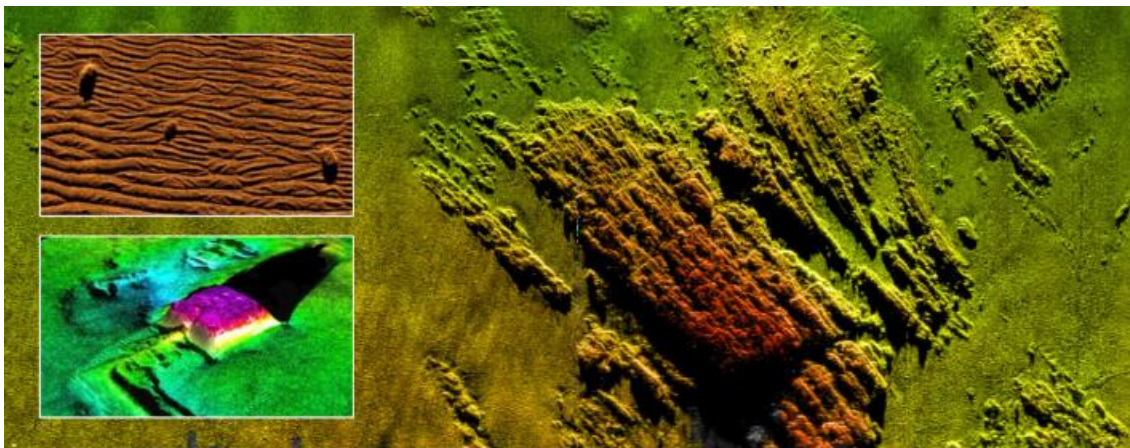


Nota: Imagem gentilmente cedida pela TELEDYNE RESON UK®

A Figura 4 ilustra um exemplo de imagem do leito marítimo, destacando estruturas e relevo submarino, obtidas a partir de um Sonar de Varredura Lateral.

Figura 4. A resolução de um sistema de imageamento é proporcional à abertura do array, medida em comprimento de ondas. Para melhorar a resolução, pode-se ou aumentar a frequência de operação, que por sua vez reduz o alcance pela atenuação do som, ou aumentar o número de elementos do array, o que pode encarecer o sistema. Uma alternativa é a de se mover o array por uma distância, transmitindo-se consecutivos "pings" em direção a um mesmo ponto no objeto. Utilizando-se técnicas de processamento de sinal, pode-se obter uma imagem com uma resolução da mesma magnitude da que seria obtida por um sonar de abertura equivalente à distância percorrida, daí o nome de Sonar de Abertura Sintética (SAS) [11];

Figura 4 - Imagem do leito marítimo a partir de um Sonar de Varredura Lateral

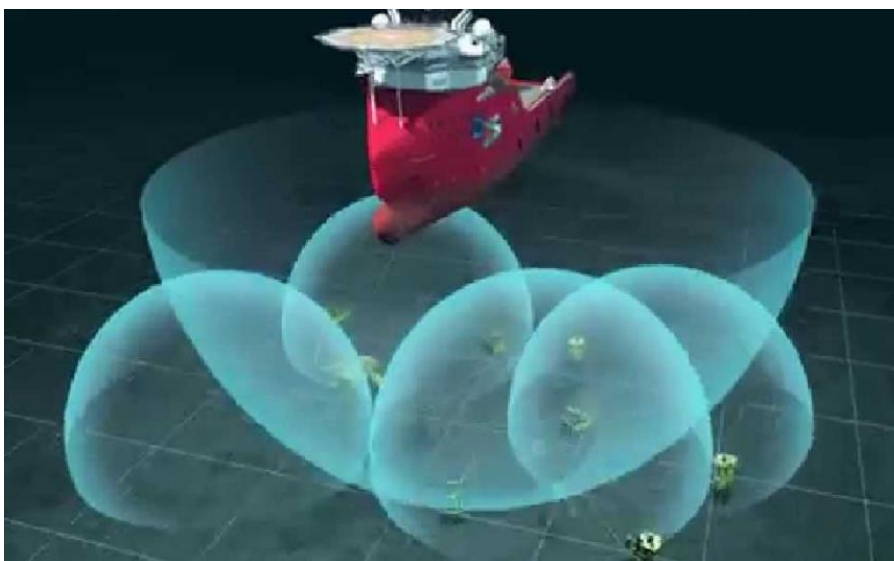


Nota: Imagem gentilmente cedida pela SONARDYNE INTERNATIONAL® LTD

- c) Posicionamento: a acústica pode ser usada com o propósito de posicionamento subaquático, como posicionamento dinâmico de plataformas de petróleo [12]. A configuração típica para o mais antigo dos sistemas de posicionamento, o LBL (Long Baseline) consiste de um transceptor, instalado em uma embarcação emitindo pulso omnidirecional (ou "ping"), em instante de tempo conhecido e um transponder, fixado no leito marítimo em coordenada geográfica também conhecida, que responde enviando outro ping, ao ser atingido pelo pulso. Conhecendo-se a velocidade de propagação local da onda acústica e o tempo decorrido entre a transmissão e a recepção pelo transceptor, calcula-se a distância entre a embarcação e o transponder, obtendo-se com esta um lugar geométrico (também conhecido como LDP - Linha de Posição) esférico de raio centrado

nas coordenadas do transponder. Se utilizados outros transponders, as LDP's esféricas se interceptarão em um ponto, que equivalerá à posição da embarcação. A Figura 5 ilustra 4 LDP's esféricas ascendentes em resposta a um ping omnidirecional descendente emitido por um navio de apoio marítimo. Aprimoramentos do LBL consideram a integração deste com o sistema GPS e com sistemas de navegação inercial, reduzindo o número de transponders requerido [13].

Figura 5 – Linhas de Posição (LDP) esféricas para posicionamento

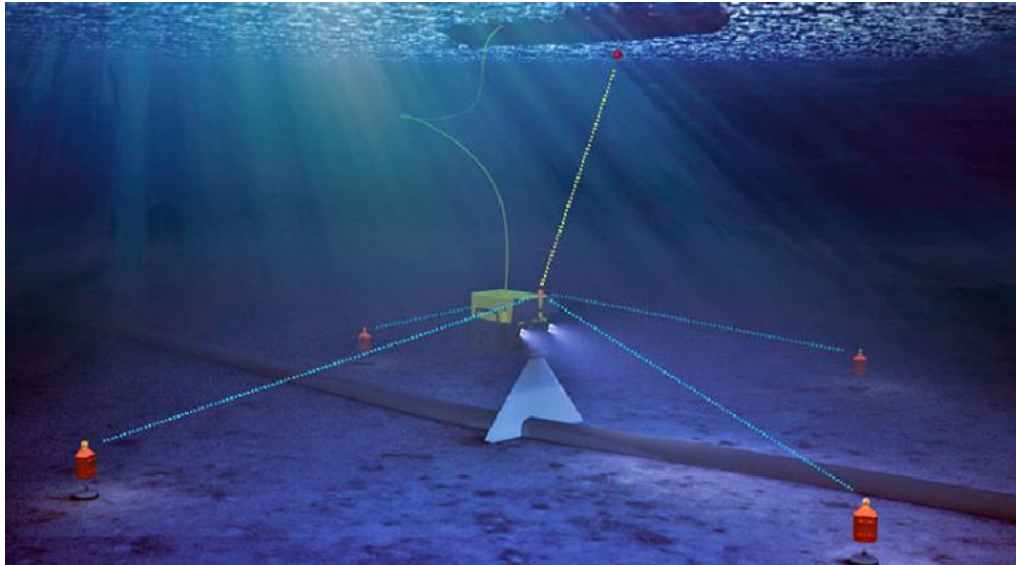


Nota: Imagem gentilmente cedida pela KONGSBERG MARITIME®

Outra configuração também comum, o USBL (Ultra Short Base Line system), pode ser usada em situações onde se supõe uma frente de ondas plana. Ao invés de um conjunto de transponders, utiliza-se apenas uma unidade deste. Em contrapartida, uma série de transceptores são instalados no navio, separados por uma distância equivalente a meio comprimento de onda, para a frequência de operação do transponder. Medindo-se a diferença entre os instantes por recepção em cada transceptor, pode-se calcular o ângulo de incidência da frente de ondas e com este obter uma LDP de azimute para a embarcação, que se adicionado à LDP esférica do transponder fornece a posição do navio. Ambos os sistemas LBL e USBL operam normalmente na faixa dos 10 kHz. Entretanto, quando em uso para posicionamento dinâmico de ROV's, essa frequência chega à ordem de 300 kHz, com transponders

100 metros de distância entre si (Figura 6). A resolução pode alcançar a casa de 1 centímetro.

Figura 6 - Posicionamento dinâmico de um ROV usando sistema LBL

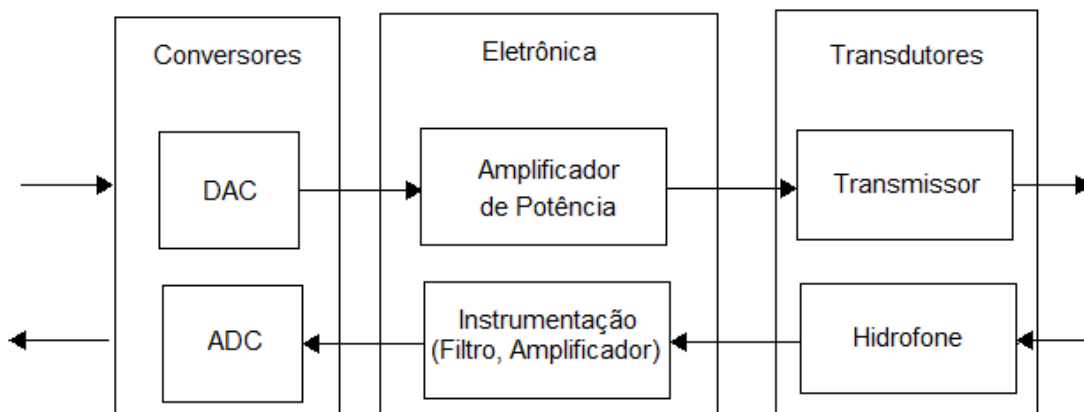


Notas: Imagem gentilmente cedida pela KONGSBERG MARITIME®

- d) Navegação: submarinos e outros veículos subaquáticos, pelas dificuldades da propagação eletromagnética abaixo da linha d'água, não conseguem usufruir do auxílio à navegação oferecido pelo sistema GPS. No entanto, um sistema baseado nos princípios da navegação hiperbólica, tal qual o GPS, é usado para o guiamento de AUV's (Autonomous Underwater Vehicles), quando em operação de inspeção visual de dutos submarinos (flowline, pipeline, ...) [14]. Sistemas unicamente receptores, isto é, hidrofones, são instalados no AUV, o que gera grande economia de energia ao veículo se comparado aos transceptores do LBL e, pela mesma razão, no duto, são instalados sistemas unicamente emissores, *beacons*. A proximidade entre o AUV e o duto, exigida para uma apropriada filmagem por câmera, demanda o uso de transdutores na faixa de até 500 kHz de frequência;
- e) Comunicação: a transmissão de dados através do meio líquido é uma das aplicações industriais da acústica, sendo encontrada predominantemente nas atividades submarinas da indústria de óleo e gás. Sua implementação tem origens inspiradas na biologia marinha, quando se observou que o guia de ondas acústico marítimo, o canal SOFAR, criado pela combinação de efeitos de temperatura e pressão submarina, era utilizado para a

comunicação à longa distância entre mamíferos cetáceos [15]. Os métodos mais comuns para realizar a modulação e a demodulação da onda portadora consistem nas técnicas FSK (Frequency-Shift Keying) e PSK (Phase-Shift Keying), porém o uso da codificação *Spread Spectrum*, vem sendo cada vez mais utilizada, por oferecer robustez a ruído e interferência. Um modem acústico comercial transmite dados a taxas entre 500 e 2000 bit/s, tipicamente. Sistemas de alto desempenho podem chegar a transmitir 15 kbit/s sobre 1 a 2 km [16]. Muitas vezes, os transdutores utilizados nos sistemas de posicionamento acústicos já mencionados são empregados como as "antenas" para o envio e a recepção da mensagem, portanto, usando a mesma frequência de operação destes. A comunicação ultrassônica na faixa entre 100 kHz e 1 MHz vem sendo, no entanto, empregada em redes móveis de curto alcance (até 100 metros) e velocidade da ordem de 80 kbit/s, cujos nós encontram-se instalados nos AUV's para a implementação de controle cooperativo de uma frota desses miniveículos [17]. O diagrama de blocos de um modem acústico ultrassônico típico encontra-se ilustrado na Figura 7.

Figura 7 – Diagrama de blocos de um sistema de modem acústico



1.1. MOTIVAÇÃO

Existe uma grande quantidade de aplicações ultrassônicas para atender o crescente mercado de veículos não tripulados nas diversas atividades submarinas. Além disso, a maior parte desta indústria encontra-se concentrada nas mãos de organizações estrangeiras, ainda que boa parte da frota desses

veículos se encontre operando em águas nacionais. Assim, não resta dúvida de que o conhecimento do processo de desenvolvimento de sistemas para essas aplicações conduza a uma menor dependência em relação ao atual mercado fornecedor, bem como uma oportunidade de suprir uma demanda em franca ascensão, seja para as atividades de projeto e fabricação ou até mesmo para a prestação de serviços técnicos como a manutenção e reparo. Sendo o transdutor um dos componentes de maior valor agregado nestes sistemas, o *know-how* de seu desenvolvimento torna-se então uma etapa imprescindível na busca desse objetivo. Um fato relevante a se notar, nas diversas aplicações apresentadas, é o de que a arquitetura típica do sistema de envio e recepção do sinal acústico compreende não apenas um, mas um grupo de transdutores piezelétricos operando em conjunto. Na tarefa de posicionamento, por exemplo, chega-se a empregar um total de cinco: quatro *transponders* e um transceptor. Nas redes móveis de curto alcance entre veículos AUV, esse número pode chegar às dezenas. Até mesmo nas operações de imageamento e batimetria, nas quais a transmissão do pulso e a recepção do eco ocorrem em intervalos de tempo distintos, o que permitiria que um transdutor apenas fosse suficiente, utiliza-se um dispositivo independente para cada ação. Dessa forma, torna-se interessante o desenvolvimento de um sistema ao invés de um único transdutor apenas.

A motivação deste trabalho é, portanto, mostrar o passo a passo do processo de desenvolvimento de dois transdutores, um mono e um multielemento, apresentando os principais desafios e dificuldades encontrados em cada etapa. Uma vez que as etapas do desenvolvimento estejam claramente descritas, espera-se que este trabalho possa então servir como um tutorial para futuros trabalhos de desenvolvimento de transdutores ultrassônicos subaquáticos.

1.2. OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho, portanto, consistiu no desenvolvimento de transdutores ultrassônicos piezelétricos, contemplando o protótipo de um transdutor emissor, doravante no texto, por simplicidade, referido apenas por transmissor, e um protótipo de um transdutor receptor, doravante no texto, referido apenas como hidrofone, ambos adequados para utilização submarina.

Como já mencionado, o foco do trabalho foi a compreensão e descrição com o maior detalhamento possível do processo de fabricação dos componentes, de modo que seja uma clara referência a outros trabalhos de desenvolvimento nacional desses sistemas, ainda que a parte teórica bem como simulações numéricas tenham sido também devidamente compreendidas e descritas.

1.3. ORGANIZAÇÃO

Dando continuidade aos assuntos abordados na Introdução desta dissertação, no capítulo 2 são apresentados comentários sobre o estado da arte de cada tecnologia de transdutores ultrassônicos. São estabelecidas e justificadas as configurações adequadas para cada caso: transmissor de material piezocerâmico (PZT) com geometria linear de multielementos retangulares esbeltos, e receptor (hidrofone) de material piezopolimérico (PVDF), com geometria agulha de monoelemento pelicular. O capítulo 3 apresenta os aspectos de projeto de um sistema transmissor ultrassônico, bem como uma revisão das propriedades dos materiais piezelétricos e as bases teóricas do método numérico (método dos elementos finitos) utilizado neste trabalho. Discorre-se então sobre os fundamentos do método dos elementos finitos e suas particularidades nas aplicações piezelétricas. Uma breve apresentação da ferramenta computacional utilizada neste trabalho, o programa ANSYS, é feita, assim como do modelo desenvolvido para um elemento do transmissor simulado. São apresentadas as curvas de impedância elétrica obtidas no ANSYS. O capítulo 4 descreve em detalhes os métodos e materiais, disponíveis no Laboratório de Ultrassom, empregados para a fabricação e caracterização do transmissor. O capítulo 5 apresenta as etapas decorridas no desenvolvimento do protótipo do receptor (hidrofone), iniciando-se com a revisão da literatura técnica a respeito dos métodos analíticos para a predição de um campo acústico. Os fundamentos teóricos do método da resposta impulsiva, usados no cálculo do campo acústico, são apresentados, assim como os resultados obtidos com a implementação do método em MATLAB. Em seguida, os métodos e materiais disponíveis no Laboratório de Ultrassom para a fabricação e testes do hidrofone são descritos. Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e sugestões para temas futuros de pesquisa.

Capítulo 2.

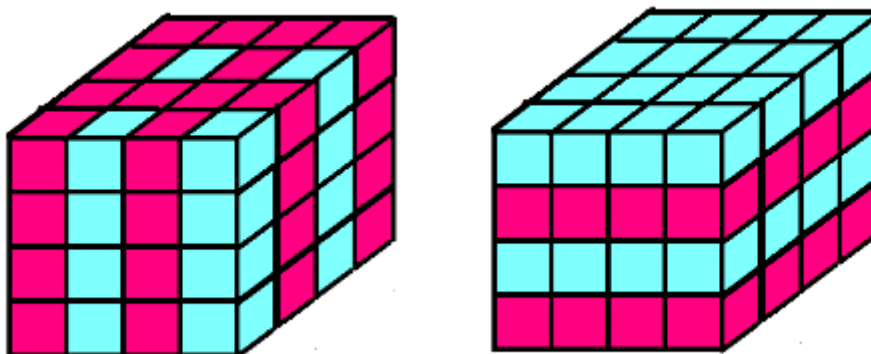
TRANSDUTORES DE ULTRASSOM

Vasto material pode ser encontrado sobre projeto e fabricação de transdutores piezelétricos ultrassônicos. No entanto, a grande maioria dos artigos técnicos e científicos disponíveis refere-se a aplicações industriais ou biomédicas. Pouco material é encontrado especificamente para aplicações submarinas, possivelmente pelo grande sigilo mantido, seja industrial seja militar. Isto, no entanto, não impede a utilização ao menos parcial das informações encontradas, uma vez que as aplicações compartilham das mesmas bases teóricas, independente da área de pesquisa. Assim é o caso, por exemplo, das ferramentas numéricas de uso regular nas indústrias de transdutores. Uma simulação de comportamento dinâmico é feita utilizando os mesmos métodos numéricos através dos mesmos pacotes de ferramentas computacionais, seja para um transdutor da área biomédica ou para um de aplicação submarina. A Sonardyne, por exemplo, utiliza o mesmo pacote ANSYS referenciado nos artigos de congressos da área biomédica.

Alguns detalhes dos transdutores ultrassônicos submarinos, no entanto, ainda despertam muitas dúvidas quanto às suas características construtivas. É o caso, por exemplo, do número e da geometria dos elementos piezelétricos constituintes de um determinado sistema. Nesses casos, o conhecimento prático de operadores e supervisores de veículos empregados nas atividades *offshore* pode ser extremamente útil para alguém interessado em desenvolver transdutores. É de amplo conhecimento desses profissionais, então, que sistemas acústicos submarinos normalmente são compostos por um transdutor multielemento (ou multifeixe, de acordo com o jargão marítimo) e os demais transdutores são monoelementos (ou monofeixes). Em sistemas para imageamento, por exemplo, é comum encontrar um elemento emissor no formato de um quarto de cilindro emitindo pulsos setoriais cujos ecos são recebidos por um multielemento linear de elementos retangulares. Sistemas de posicionamento, navegação e comunicação normalmente adotam *transponders* monoelemento esféricos e um transceptor de multielementos circulares fixados sobre uma calota esférica emitindo ondas pulsadas ou contínuas, conforme o modo de operação.

Outra propriedade de conhecimento da comunidade operacional, também peculiar nos sistemas acústicos marítimos, diz respeito às propriedades dos materiais constituintes destes. Assim, os compósitos resultantes da combinação entre um material piezocerâmico e um material polimérico, formando um novo material piezelétrico com propriedades diferentes, predominam nos transdutores submarinos. Os sistemas bidimensionais são encontrados na conectividade 2-2, enquanto os tridimensionais na conectividade 1-3. A conectividade consiste na maneira na qual os componentes se encontram interconectados em um compósito. Os números 1, 2 e 3 referem-se aos eixos ortogonais e indicam as direções em que cada componente está interconectado, sendo convencionalizado que o primeiro número se refere à direção da cerâmica e o segundo à da outra fase. [18]. A Figura 8 ilustra estas duas conectividades típicas:

Figura 8 – Conectividade 1-3 (esquerda) e 2-2 (direita) – cerâmica em azul e polímero em vermelho



Nota: autoria de Fabio de Marchi Boechat

A utilização de material piezocerâmico sem a inserção de resina polimérica pode ser, no entanto, uma opção mais prática em termos de fabricação, atendendo aos objetivos do presente trabalho. Pastilhas piezelétricas de material PZT (de fabricação da empresa *Ferroperm*) constituíram, portanto, os insumos básicos para o desenvolvimento de um dos transdutores, no caso o transmissor. Por outro lado, as características dimensionais destas pastilhas, quando dispostas lado-a-lado, favoreciam a opção por uma geometria *array* linear, amplamente as mais utilizadas em batimetria e imageamento submarino.

No que se refere ao hidrofone, optou-se por uma configuração cujo elemento ativo consiste de uma película polimérica e a carcaça em um formato de agulha em aço inox, por esta configuração ser de ampla divulgação na literatura e por suas características de pontualidade espacial e omnidirecionalidade. A Figura 9 apresenta um hidrofone empregado na recepção de sinais acústicos para comunicação submarina de alta velocidade e curto alcance, apresentando um elemento ativo também onidirecional.

Figura 9 – Um hidrofone para um sistema modem acústico de 200 kHz



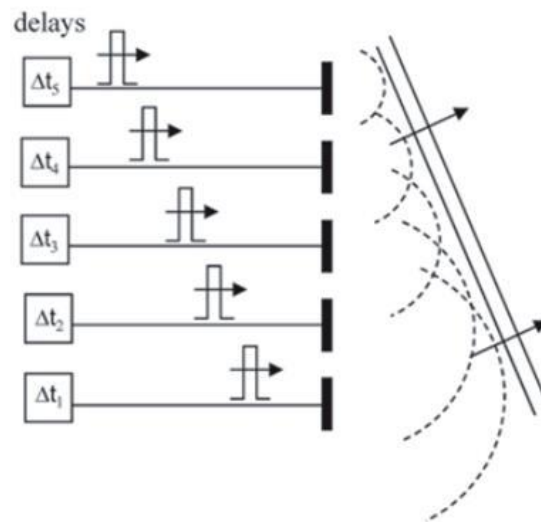
Nota: Imagem gentilmente cedida pela Evologics@

2.1. TRANSMISSOR MULTIELEMENTOS

Um transdutor é multielemento, como já mencionado, se este é composto por um conjunto de elementos, ou um *array* (vetor) de elementos. Mas, tão importante quanto, significa dizer que cada elemento pode ser independentemente excitado segundo uma lei de atraso. Por esta razão, se confere a denominação de *phased array*. O *phased array* é capaz de defletir eletronicamente o feixe acústico, empregando-se diferentes atrasos temporais no envio de cada pulso de excitação, conforme ilustrado na Figura 10, sem que

haja a necessidade de se implementar um sistema de varredura mecânica para o caso de se utilizar um transdutor monoelemento [19].

Figura 10 - Um sistema *phased array* com lei de atraso defletindo o feixe acústico



Fonte: [20]

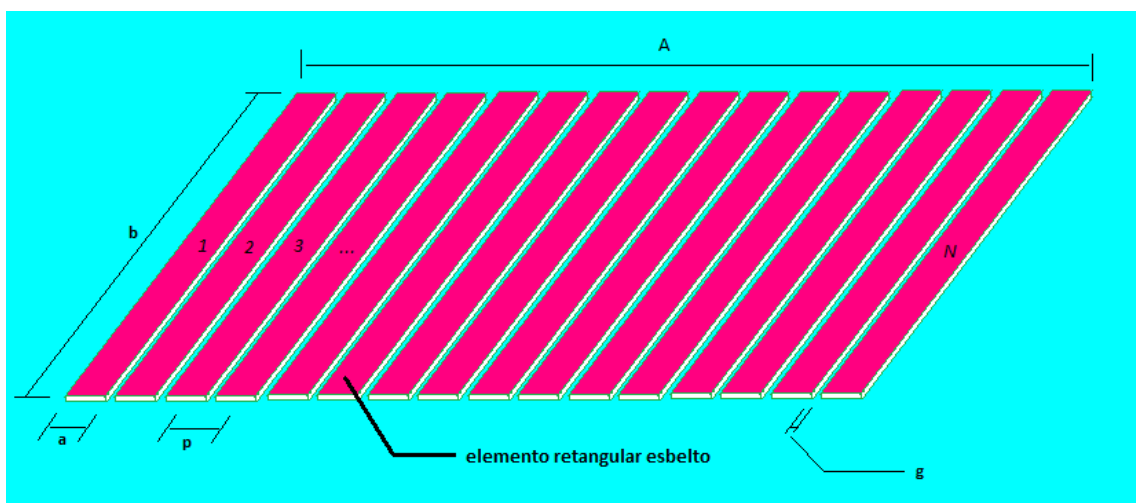
As configurações em *arrays* mais comuns encontradas nos transdutores ultrassônicos consistem em geometrias planas unidimensionais (lineares), planas bidimensionais (retangulares ou circulares) ou ainda tridimensionais (cilíndricas ou esféricas). Ainda que só possibilitem a geração de uma imagem bidimensional, um *array* linear a velocidade de avanço do veículo que o porta, proporciona a terceira dimensão da imagem.

2.1.1. Elementos Retangulares Esbeltos

Um *array* linear ideal apresentaria um continuum de elementos infinitesimalmente espaçados, cada um com capacidade independente de emissão e recepção, fletindo o transdutor tal qual uma viga em deformação. Ainda que essa tecnologia esteja longe da realidade, geometrias com grande discretização da abertura, constituídas de elementos retangulares esbeltos, isto é, cujo comprimento de um dos lados seja muito superior ao do outro, oferecem um comportamento acústico satisfatório se comparado ao caso ideal. A Figura 11 ressalta os principais parâmetros dimensionais de um típico transdutor *array* plano linear de elementos retangulares esbeltos, onde:

- $A =$ abertura do array ($A = N \cdot a + (N - 1) \cdot g$)
- $a =$ abertura do elemento (lado menor do retângulo)
- $b =$ comprimento do elemento (lado maior do retângulo)
- $e =$ espessura do elemento
- $p =$ passo do array (distância entre 2 elementos adjacentes)
- $g =$ espaçamento do array (vão entre 2 elementos adjacentes)
- $N =$ número total de elementos do array

Figura 11 – Parâmetros de típico transdutor array linear de elementos retangulares esbeltos



2.1.2. Interferências interelementos

A especificação dos parâmetros dimensionais de um *array* deve ainda levar em consideração o surgimento de determinados fenômenos acústicos, decorrentes da interferência entre elementos adjacentes. Estes podem ser observados no meio acústico, através da elaboração de padrões de radiação, ou no próprio transdutor, consistindo no fenômeno do *cross-talk*.

2.1.2.1. Padrão de Radiação

Um dos modos de se apresentar o perfil de intensidades do sinal transmitido por um transdutor, em função das coordenadas direcionais, consiste no chamado padrão de radiação. Da mesma maneira, o sinal recebido é apresentado no padrão de recepção. Uma das formas mais comuns de

apresentá-los consiste no chamado diagrama polar. No caso de um transdutor plano, como o desenvolvido neste trabalho, à medida que se aumenta a frequência da onda contínua, o diagrama polar apresenta um padrão de feixes (também conhecidos por “lóbulos”) centrados em direções onde a intensidade atinge um máximo, intercalados por depressões, em direções onde a intensidade atinge um mínimo nulo. Um exemplo de padrão de radiação para um transdutor monoelemento de dimensões globais idênticas às do desenvolvido neste trabalho encontra-se ilustrado na Figura 12. No caso de ondas pulsadas (um ciclo), estes feixes são menos perceptíveis, sendo mais suave a discriminação entre os máximos e mínimos (Figura 13). Esta alternância entre máximos e mínimos se deve, respectivamente, à ocorrência de interferências construtivas (em fase) e destrutivas (fora de fase) entre a onda plana e as ondas de borda das extremidades da abertura. O lóbulo que aponta para a direção desejada é chamado de lóbulo principal. Sua magnitude e estreiteza aumentam com a razão a/λ entre a abertura do transdutor e o comprimento de onda. A deflexão do feixe, no entanto, resulta numa degradação destes parâmetros, fato este que acaba por restringir a deflexão máxima de operação [20].

Figura 12 – Diagrama polar do transdutor com ondas contínuas de 500 kHz

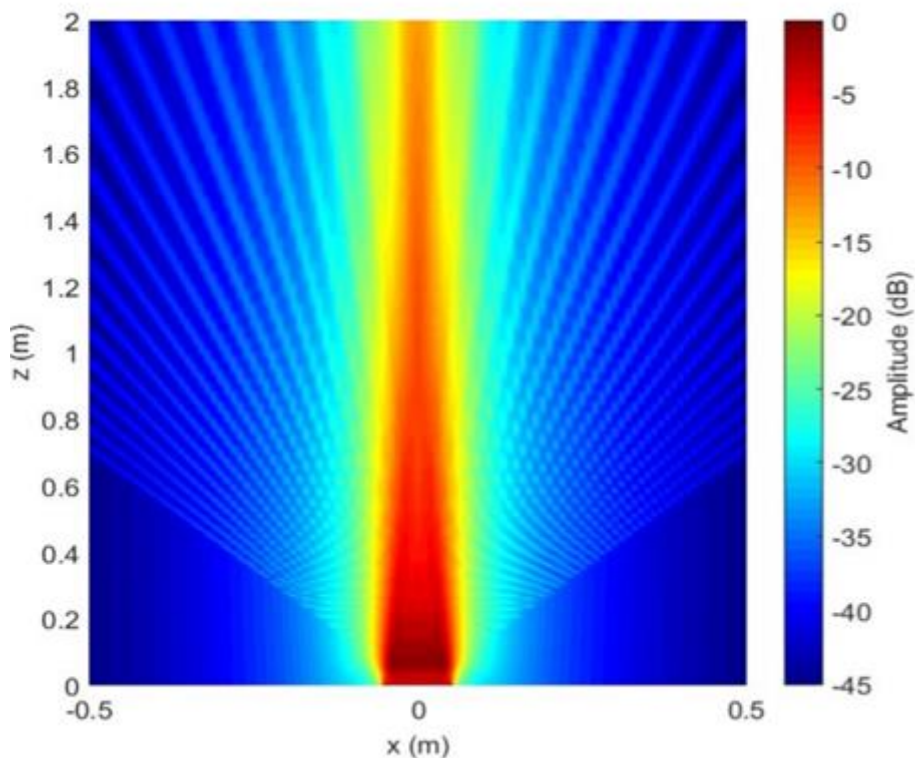
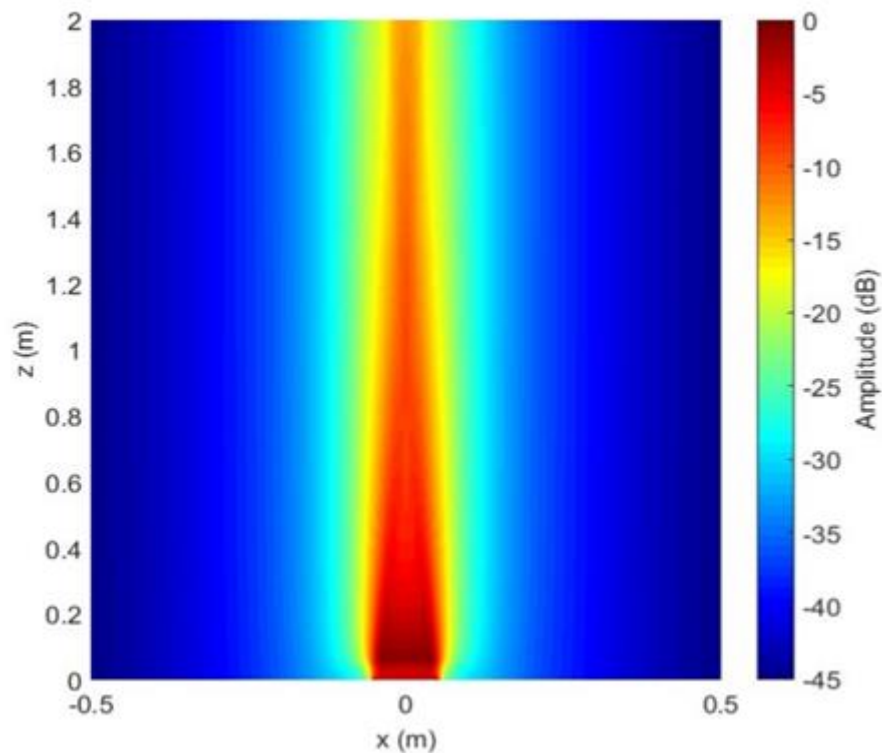


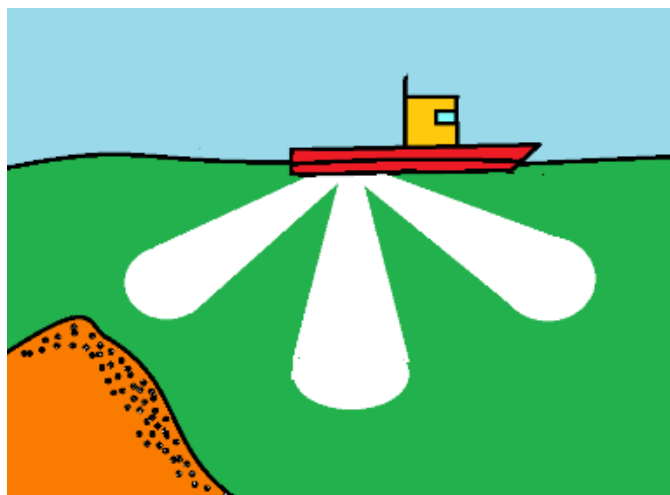
Figura 13 - Diagrama polar do transdutor com ondas pulsadas de 500 kHz



O diagrama permite ainda a constatação de lóbulos indesejáveis, que além de representarem perdas de potência, dão origem a sinais espúrios em direções outras que não a de interesse. Dentre esses, os laterais são lóbulos também dependentes da razão (a/λ). Conseqüentemente, para uma dada aplicação, um compromisso deve ser estabelecido entre estes parâmetros, de modo a maximizar o lóbulo principal sem dar origem a lóbulos laterais intensos. O número de elementos N para uma dada abertura a do transdutor, isto é, a discretização do transdutor, também influencia na formação de lóbulos laterais. Transdutores mais discretizados mitigam a formação de lóbulos laterais. Outro efeito acústico indesejável, típico de transdutores *arrays*, consiste nos chamados lóbulos de espaçamento. Esses lóbulos possuem esta denominação justamente por serem função do espaçamento entre elementos adjacentes do transdutor. São resultantes de interferências construtivas entre ondas de borda de elementos adjacentes e podem atingir magnitudes iguais à do lóbulo principal, em situações de deflexão do feixe. De modo a se coibir a formação de lóbulos de espaçamento, independentemente da deflexão do feixe, o espaçamento deve apresentar um valor máximo da ordem de meio comprimento de onda [21], o critério de projeto normalmente usado é $\lambda/2$.

Numa operação de batimetria, por exemplo, os lóbulos de espaçamento podem informar valores dúbios da profundidade, em virtude da presença de bancos de areia ou alto-fundos nas proximidades da operação (Figura 14).

Figura 14 – Operação de batimetria com erro de profundidade, devido à lóbulo de espaçamento refletindo no banco de areia



Nota: autoria de Fabio de Marchi Boechat

2.1.2.2. *Cross-Talk*

O *cross-talk*, que consiste na influência mecânica ou elétrica entre elementos vizinhos do *array*, depende da proximidade entre estes ou entre suas interconexões. Dentre as razões para o *cross-talk*, podem-se citar deficiências na blindagem eletromagnética e no isolamento mecânico entre os elementos, além do efeito capacitivo interelementos ou entre suas conexões elétricas. O isolamento eletromecânico interelementos é, portanto, de grande importância, de modo a evitar o *cross-talk* e manter a independência entre elementos adjacentes do *array*. Uma das maneiras de reduzir o *cross-talk* consiste em garantir que a razão entre a espessura e a largura do elemento seja de pelo menos dois ($e/a = 2$), de modo a minimizar a transmissão do modo lateral de vibração interelementos [22].

2.2. HIDROFONE MONOELEMENTO

Um hidrofone é um microfone subaquático, isto é, um conversor de energia acústica em energia elétrica, no meio subaquático. Existem diversos fatores relevantes a se considerar ao se projetar um hidrofone, ainda que este seja constituído por apenas um elemento.

2.2.1. Geometria do tipo-Agulha

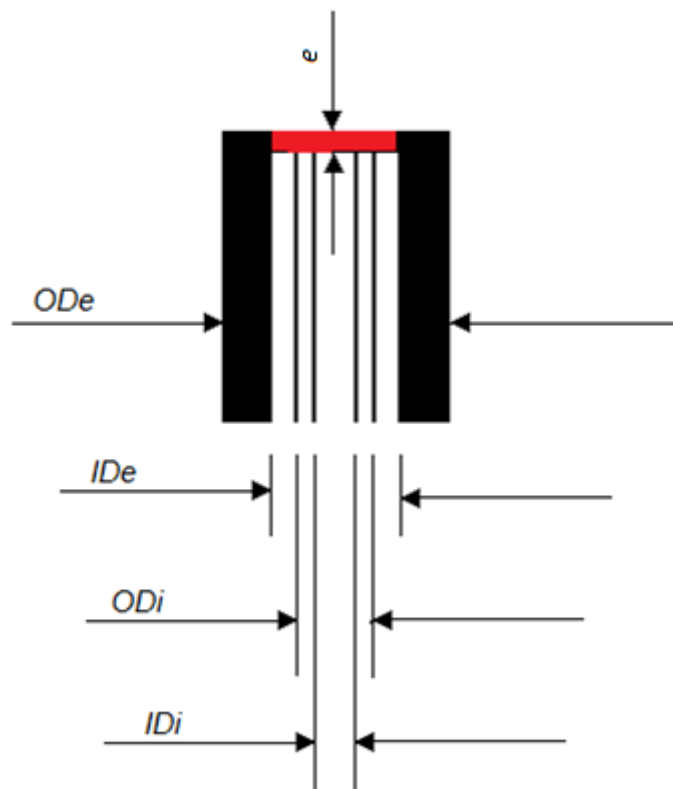
No que se refere à geometria, quanto menores as dimensões do elemento ativo do hidrofone em relação ao comprimento da onda incidente, isto é, quanto mais pontual, maior a uniformidade direcional de seu padrão de recepção e melhor a resolução axial da medição realizada. Neste aspecto, os hidrofones do tipo agulha, assim chamados por sua estrutura tubular esbelta em cuja extremidade se monta um elemento ativo de pequeno diâmetro, apresentam uma resposta direcional satisfatória, se comparada ao caso pontual ideal [23]. Por outro lado, nos hidrofones do tipo membrana, a rigidez do elemento ativo é mantida por tração radial, o que favorece o emprego de películas extremamente finas, por conseguinte, oferecendo uma melhor resolução axial da medição, se comparada ao caso ideal [24]. No entanto, os hidrofones de agulha são razoavelmente mais robustos que os de membrana [25], tornando-os a opção mais viável para as aplicações deste trabalho, isto é, aplicações de campo acústico em regime de alta potência e frequências ultrassônicas moderadas encontradas nas utilizações submarinas.

A Figura 15 ressalta os principais parâmetros dimensionais de um hidrofone do tipo agulha, composto por duas agulhas, onde:

- ODi = diâmetro externo da agulha interna
- IDi = diâmetro interno da agulha interna
- ODE = diâmetro externo da agulha externa
- IDe = diâmetro interno da agulha externa
- e = espessura do elemento ativo

De acordo com os projetos típicos de hidrofones nesta geometria, as agulhas devem possuir dimensões tais que o elemento ativo, em forma de película, possa ser fisicamente acomodado a estas.

Figura 15 – Parâmetros de hidrofone de geometria do tipo agulha e elemento circular



Hidrofones piezelétricos são transdutores receptores, que respondem diretamente às variações locais de pressão, de acordo com o efeito piezelétrico direto. O fator desta conversão acústico-elétrico, em termos de V/Pa , é também conhecido por sensibilidade de recepção ou simplesmente sensibilidade e representa uma característica fundamental na definição do desempenho de um hidrofone, devendo ser suficientemente alta. A sensibilidade de um hidrofone do tipo agulha é essencialmente governada por sua área e pela espessura do elemento, sendo proporcional a ambos numa primeira aproximação.

2.2.2. Material Piezopolimérico

A descoberta de características piezelétricas em alguns materiais poliméricos ofereceu a oportunidade de se fabricar elementos ativos sem os

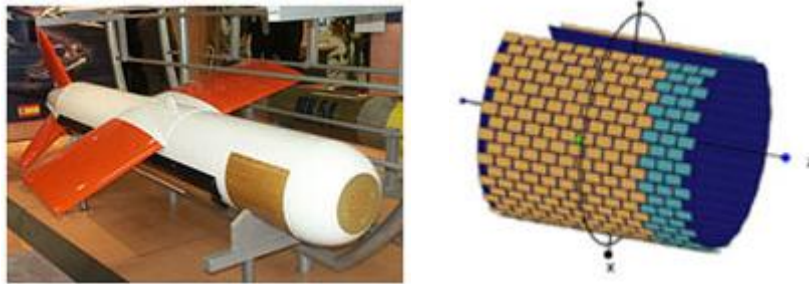
problemas associados às cerâmicas como, por exemplo, perturbações originadas da ressonância radial do elemento e resultantes de uma razão diâmetro/espessura relativamente pequena nestas e sua consequente inadequação para a recepção de pulsos de banda larga. Uma razão diâmetro/espessura em torno de 10, estruturalmente viável a filmes poliméricos, limita consideravelmente a ressonância neste modo, oferecendo uma oportunidade aos piezopolímeros [26]. Esta razão geométrica associada à baixa rigidez mecânica destes materiais permite ainda a fácil conformação do elemento para montagem à estrutura do hidrofone [27].

Polímeros como o PVDF (Fluoreto de polivinilideno) possuem ainda o coeficiente piezelétrico g_{33} 15 vezes superior ao de algumas cerâmicas. Além disso, para estas, este coeficiente apresenta muitas incertezas, pois depende fortemente da composição e conteúdo de impurezas [28]. Nos casos de utilização em meio aquático, o PVDF apresenta ainda a vantagem de possuir impedância acústica próxima à da água (tipicamente $4 \times 10^6 \text{ kg}/(\text{m}^2\text{s})$), dispensando a inclusão de uma camada de casamento.

Estas vantagens competitivas do PVDF impulsionaram o estudo deste material quanto à possibilidade de seu emprego em aplicações submarinas. Um trabalho pioneiro sobre aplicações do PVDF em sonares, elaborado pela empresa Raytheon Marine, concluiu que este material apresenta forte potencial para aplicações em hidrofones marítimos, especialmente quando implementados na forma de grandes *arrays*, por apresentarem propriedades estáveis em função da temperatura e da pressão [29]. No entanto, em virtude de sua flexibilidade elástica, seus coeficientes materiais podem vir a ser consideravelmente afetados pela deposição de camadas em sua superfície, dificultando sua modelagem e simulação matemática. Outro relevante trabalho sobre estas aplicações, porém específico para a faixa ultrassônica, foi desenvolvido pela empresa General Electric. Neste, descreve-se o desenvolvimento e desempenho de um hidrofone em *array* circular de 100 elementos [30]. Ambas as publicações concluem ainda que o desenvolvimento de hidrofones com elemento ativo em PVDF, contempla processos de fabricação mais simples e menos custosos, se comparados às tradicionais cerâmicas. Além disso, sua menor densidade aliada à sua maior capacidade de conformação mecânica torna mais prática sua instalação sobre cascos de mini-embarcações

não-tripuladas. A Figura 16(a) ilustra um exemplo de emprego de um *array* de elementos de PVDF conformados ao casco de um AUV. O modelo numérico deste *array* encontra-se na Figura 16(b).

Figura 16 – (a) AUV com envoltória de um *array* PVDF; (b) modelo numérico do *array*



Nota: [31]

Outras questões, relacionadas à resposta em frequência e à permissividade dielétrica do material, devem ser levadas em consideração, ao se selecionar o PVDF para a constituição do elemento ativo de um transdutor.

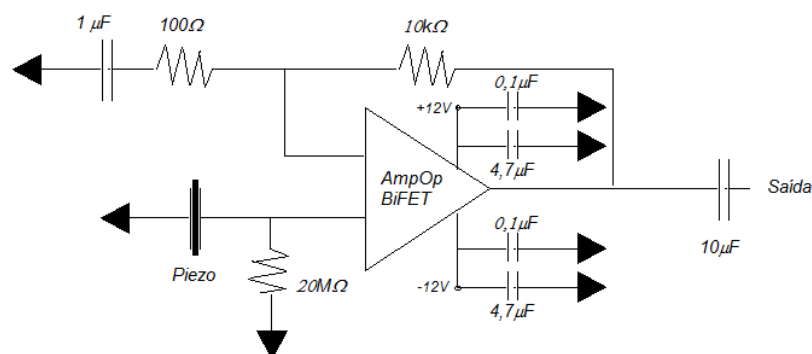
2.2.2.1. Resposta em Frequência

Ao procedimento de determinação da sensibilidade de um hidrofone para diversas frequências dá-se o nome de calibração. Em outras palavras, calibra-se um hidrofone quando se obtém a resposta em frequência da voltagem de saída deste para uma entrada unitária de pressão acústica. Da resposta em frequência pode-se inferir a largura de banda do hidrofone, que compreende a faixa para a qual se verifica relativa uniformidade da resposta. Quanto maior esta faixa, diz-se que maior é a largura de banda do hidrofone. O PVDF, por oferecer uma maior largura de banda que as tradicionais cerâmicas, pode vir a ser um importante insumo em novos projetos de hidrofones, uma vez que este requisito vem se tornando cada vez mais relevante com a introdução na comunidade submarina de novas técnicas de modulação em frequência e de aplicações multi-ping [32]. Em casos de geometria do tipo agulha, no entanto, a resposta em frequência apresenta comportamento errático, para frequências abaixo de 1 MHz, favorecendo a geometria em membrana [33].

2.2.2.2. Pré-amplificador

O alto coeficiente piezelétrico g_{33} do PVDF é possível graças a uma baixa permissividade dielétrica do mesmo. Isto somado aos efeitos da pequena espessura típica da película de PVDF resulta numa capacitância também baixa, o que dificulta, por exemplo, a construção de circuitos de detecção. Uma capacitância parasitária na entrada do cabo coaxial conectado ao elemento também baixa é um agravante adicional, demandando na maioria dos casos, no uso de um pré-amplificador. Este dispositivo, no entanto, pode vir a limitar o *dynamic range* do hidrofone, além das potenciais complicações oriundas na determinação dos efeitos não-lineares intrínsecos a estes dispositivos [34]. Para uma mera exemplificação, a Figura 17 ilustra um diagrama de um circuito de pré-amplificação típico empregado na saída de um hidrofone.

Figura 17 - Um exemplo de circuito de pré-amplificação para a saída do hidrofone



Fonte: [35]

Por fim, devem-se mencionar alguns últimos requisitos a um hidrofone marítimo, que muito diz respeito ao cenário de operação destes. Um deles refere-se à relação sinal-ruído do hidrofone. O ambiente submarino está sujeito às mais variadas fontes de ruídos. Dentre estes, os ruídos provenientes dos veículos hospedeiros podem ser significativos, dado principalmente à quantidade de motores e hélices de que são dotados. Assim uma relação sinal-ruído alta é essencial aos hidrofones deste tipo. Outro requisito tem relação com as condições ambientais de mar e de correnteza. Estas condições, extremamente variáveis, requerem que uma resposta invariante no tempo e nas condições ambientais do meio seja também um requisito essencial a hidrofones marítimos.

Capítulo 3.

PROJETO DO TRANSMISSOR

Este capítulo apresenta as diversas etapas de projeto do transmissor, iniciando-se com uma descrição dos materiais piezelétricos e das equações constitutivas destes, seguido pela apresentação do Método dos Elementos Finitos e suas aplicações na piezeletricidade. Além disso, é apresentada a utilização de uma ferramenta comercial na obtenção das características dinâmicas do transdutor.

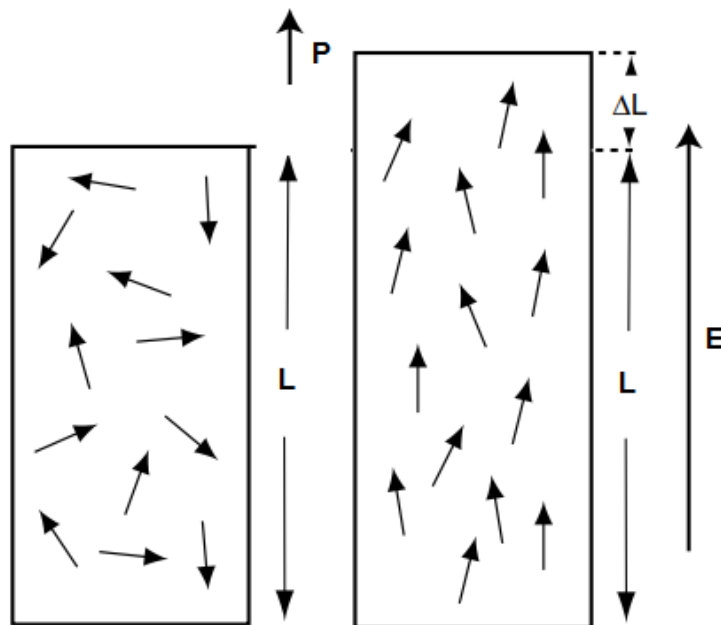
3.1. MATERIAIS PIEZELÉTRICOS

O fenômeno da piezeletricidade inversa, que consiste na transformação de energia elétrica em energia acústica, aparece em materiais cuja estrutura cristalina carece de um centro de simetria. Assim, todos os materiais piezelétricos são necessariamente anisotrópicos. Em cristais naturais onde não se verifique um centro de simetria, como por exemplo, no quartzo, na turmalina, na calcita e na piritita, esse fenômeno surge espontaneamente. No entanto, o efeito piezelétrico nestes é muito pequeno. Por outro lado, cerâmicas ferroelétricas policristalinas, tais como o Titanato de Bário (BaTiO_3), as famílias Titanato Zirconato de Chumbo (PZT) e o Metaniobato de Chumbo (PMN), quando artificialmente polarizadas, além de apresentarem características piezelétricas mais fortes que os cristais, possuem a vantagem de poderem ter suas propriedades piezelétricas ajustadas [36].

Desde a descoberta de que cerâmicas de Titanato de Bário (BaTiO_3) podiam ser polarizadas de modo a apresentar o efeito piezelétrico materiais cerâmicos têm sido os mais utilizados como elementos piezelétricos na maioria das aplicações tecnológicas [37]. As piezocerâmicas nada mais são então que materiais ferroelétricos (assim chamados, devido à analogia com os materiais ferromagnéticos), obtidas através de métodos de preparação de cerâmicas avançadas. Em seu estado não polarizado (e não texturadas) são isotrópicas. Para sua utilização como elementos piezelétricos, precisam ser polarizadas sob a aplicação de um campo elétrico da ordem de alguns quilovolts por milímetro

(kV/mm). O fato de serem ferroelétricas permite que se reoriente a polarização espontânea, na direção do campo de polarização.

Figura 18 – Polarização de material ferroelétrico pela aplicação de um campo elétrico E



A polarização inicia-se com o aquecimento da cerâmica até a temperatura de Curie, isto é, a temperatura limite a partir da qual as propriedades piezelétricas são perdidas. Um intenso campo elétrico E é então aplicado. Os dipolos elétricos do material, com orientação inicialmente aleatória, tendem a se alinhar com a direção desse campo, acompanhados por um alongamento ΔL do comprimento original L da cerâmica (Figura 18). Resfriando-se lentamente o material, obtém-se finalmente um material piezelétrico polarizado, na direção de polarização P , mesmo após a retirada do campo elétrico.

A maioria das cerâmicas utilizadas como elementos piezelétricos apresentam estrutura do tipo perovskita. Perovskita é o nome originalmente designado à estrutura do Titanato de Cálcio (CaTiO_3). Estudos em cerâmicas da família das perovskitas têm sido centrados essencialmente em algumas composições base como o Titanato de Bário (BT), soluções sólidas de Titanato Zirconato de Chumbo (PZT) e perovskitas mais complexas [38].

Desde que se constataram as excelentes propriedades piezelétricas das soluções sólidas de PZT, este passou a ser a cerâmica mais utilizada para a

fabricação de elementos piezelétricos. Quando comparado ao BT, por exemplo, o PZT apresenta maiores coeficientes eletromecânicos, maior temperatura de Curie para a maioria das composições práticas, maior facilidade de polarização e ainda a possibilidade de incorporar uma grande variedade de dopantes, o que permite alterar de forma controlada muitas de suas propriedades eletromecânicas.

As propriedades, depois de otimizadas e ajustadas, devem ser estabelecidas com a maior clareza e precisão possíveis, seja pelo fabricante ou por verificações experimentais do usuário, pois permitirão posteriormente a avaliação das características dinâmicas do transdutor, através da aplicação de modelos matemáticos. Um dos modelos para se estudar essas características, seja a estrutura piezelétrica ou não, consiste nas equações tridimensionais de equilíbrio do material, que agregam, em sua descrição, as equações constitutivas dos fenômenos envolvidos. Estas equações também servem de base para o método numérico utilizado neste trabalho para as simulações dinâmicas, o Método dos Elementos Finitos.

3.2. EQUAÇÕES CONSTITUTIVAS DA PIEZELETRICIDADE

Em Física e Engenharia, uma equação constitutiva é uma relação entre duas grandezas físicas específicas do material, representando uma aproximação da resposta do material a um campo ou a uma força aplicada. Nos materiais piezelétricos, a equação constitutiva relaciona o campo elétrico aplicado à deformação mecânica em resposta a este, representando, portanto um modelo matemático da piezeletricidade. Por se tratar de um fenômeno elasto-elétrico, a piezeletricidade tem suas equações constitutivas definidas valendo-se dos conceitos de ambas as disciplinas e utilizando, portanto, tanto as equações da elástica, quanto as do campo elétrico, em sua descrição.

A Teoria da Elasticidade estabelece as equações constitutivas elásticas, que governam o comportamento dos materiais elásticos, sejam eles piezelétricos ou não. No regime linear, são admitidas ainda as hipóteses de pequenas deformações e de linearidade material, as tensões mecânicas e as deformações estão relacionadas linearmente. As equações constitutivas da elasticidade relacionam o campo de tensões mecânicas aplicadas à deformação mecânica

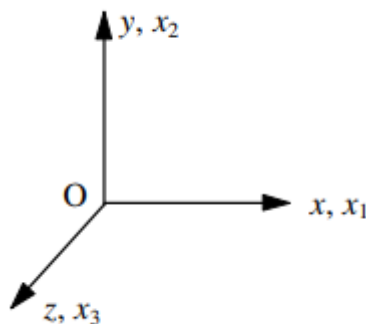
em resposta a este [39]. A definição vetorial e tensorial destas grandezas é dada por:

– Vetor Posição

Através do vetor posição \boldsymbol{x} , é possível definir as coordenadas de um ponto no sistema cartesiano (Figura 19). Considerando t um operador de transposição de matriz, tem-se que:

$$\boldsymbol{x} = [x \ y \ z]^t = [x_1 \ x_2 \ x_3]^t . \quad (1)$$

Figura 19 – Sistema de coordenadas



– Vetor Deslocamento

O vetor deslocamento \boldsymbol{u} consiste na diferença entre o vetor posição atual pelo vetor posição anterior:

$$\boldsymbol{u} = [u_x \ u_y \ u_z]^t = [u_1 \ u_2 \ u_3]^t . \quad (2)$$

– Tensor de Deformações Mecânicas

A deformação mecânica é dada pela variação do deslocamento u_i ($i = 1,2,3$) em uma determinada direção x_i ($i = 1,2,3$), podendo ser definida como

normal ou de cisalhamento, conforme essas duas grandezas tenham a mesma direção ou não.

Assim, uma deformação mecânica normal S_{ii} ($i = 1,2,3$) consiste na derivada parcial do deslocamento em relação a uma determinada direção do sistema de coordenadas:

$$\mathbf{S}_{ii} = \frac{\partial u_i}{\partial x_i} . \quad (3)$$

A deformação mecânica de cisalhamento S_{ij} ($i, j = 1,2,3$) , por sua vez consiste numa média aritmética de derivadas parciais:

$$\mathbf{S}_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) . \quad (4)$$

O tensor de deformações \mathbf{S} pode então ser escrito na forma matricial, composta pelas 9 deformações (3 normais e 6 de cisalhamento):

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{xx} & S_{xy} & S_{xz} \\ S_{xy} & S_{yy} & S_{yz} \\ S_{xz} & S_{yz} & S_{zz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} . \quad (5)$$

Devido à simetria, o tensor \mathbf{S} pode, então, ser reduzido e apresentado na notação tensorial reduzida, composta por 6 deformações apenas:

$$\mathbf{S} = [S_{11} \quad S_{22} \quad S_{33} \quad S_{23} \quad S_{13} \quad S_{12}]^t . \quad (6)$$

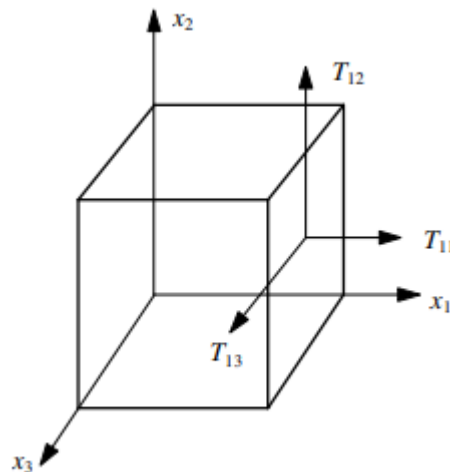
– Tensor de Tensões Mecânicas

A tensão mecânica é definida pela razão da força aplicada a um sólido por unidade de área. As forças podem ser separadas em forças de campo e forças de contato. Assim, a Força de Coulomb sobre uma distribuição de cargas volumétricas é um exemplo de força de campo, ao passo que a força hidrostática

numa das faces de um elemento piezoeletrico submerso, resultante da pressao da coluna d'agua local e um exemplo de forca de contato.

Uma forca aplicada, por exemplo, a superficie de um solido em uma direcao qualquer, produz as componentes de tensao normal T_{11} e de tensao de cisalhamento T_{13} e T_{12} (Figura 20).

Figura 20 – Tensões em elemento infinitesimal com aplicação de força em x_1



O tensor de tensões mecânicas \mathbf{T} , também devido à simetria, pode ser descrito na notação reduzida:

$$\mathbf{T} = [T_{11} \quad T_{22} \quad T_{33} \quad T_{23} \quad T_{13} \quad T_{12}]^t . \quad (7)$$

– Equações constitutivas da elasticidade

A relação entre o tensor de tensões mecânicas \mathbf{T} e o de deformações \mathbf{S} é dada pela matriz de coeficientes de rigidez mecânica \mathbf{c} . Para o caso geral anisotrópico, a equação matricial constitutiva da elasticidade é, então, dada por $\mathbf{T} = \mathbf{c}\mathbf{S}$, ou expandindo:

$$\begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & c_{15} & c_{16} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} & c_{26} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} & c_{35} & c_{36} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} & c_{45} & c_{46} \\ c_{51} & c_{52} & c_{53} & c_{54} & c_{55} & c_{56} \\ c_{61} & c_{62} & c_{63} & c_{64} & c_{65} & c_{66} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Por meio das Equações de Maxwell, é possível estabelecer as relações entre grandezas elétricas que participam do fenômeno da piezeletricidade. As definições vetoriais dessas grandezas são dadas por:

– **Vetor Deslocamento Elétrico**

O vetor deslocamento elétrico \mathbf{D} é definido pela carga elétrica por unidade de área, sendo descrito por:

$$\mathbf{D} = [D_x \ D_y \ D_z]^t = [D_1 \ D_2 \ D_3]^t. \quad (9)$$

– **Vetor Campo Elétrico**

O vetor campo elétrico \mathbf{E} é definido pela razão da Força de Coulomb por unidade de carga elétrica, sendo descrito por:

$$\mathbf{E} = [E_x \ E_y \ E_z]^t = [E_1 \ E_2 \ E_3]^t. \quad (10)$$

– **Equações constitutivas elétricas**

A primeira Equação de Maxwell diz que o divergente do deslocamento elétrico \mathbf{D} equivale à densidade de cargas livres. Outra maneira de se expressar essa relação consiste na equação constitutiva da elétrica, $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$, que expandida, é dada por:

$$\begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon_{11} & \epsilon_{12} & \epsilon_{13} \\ \epsilon_{21} & \epsilon_{22} & \epsilon_{23} \\ \epsilon_{31} & \epsilon_{32} & \epsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

onde ϵ consiste na matriz de permissividades dielétricas do meio.

– Equações constitutivas da piezeletricidade

Num material piezelétrico, se um campo elétrico \mathbf{E} for aplicado no sentido da polarização \mathbf{P} , verifica-se uma expansão na direção de \mathbf{P} e um aumento no alinhamento dos dipolos (Figura 18). Caso \mathbf{E} seja aplicado em sentido oposto a \mathbf{P} , nota-se uma contração. Essa relação de dependência linear entre o campo elétrico \mathbf{E} e as grandezas \mathbf{T} e \mathbf{D} confere aos materiais piezelétricos sua propriedade essencial.

Para se descrever essa propriedade, para todas as classes de materiais anisotrópicos, necessita-se de 18 coeficientes piezelétricos, formando uma matriz 6x3 de coeficientes piezelétricos, cuja função consiste no acoplamento das equações constitutivas mecânicas e elétricas, resultando então em um sistema de equações constitutivas, dado por:

$$\mathbf{T} = \mathbf{c}^E \mathbf{S} - \mathbf{e}^t \mathbf{E}, \quad (12)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{e} \mathbf{S} + \epsilon^S \mathbf{E}, \quad (13)$$

onde:

\mathbf{c}^E = matriz de rigidez elástica obtida com campo elétrico constante

ϵ^S = matriz de permissividades dielétricas medidas à deformação constante

\mathbf{e}^t = matriz transposta de coeficientes piezelétricos

Para um material da classe de simetria hexagonal 6 mm, tal qual o do transmissor usado neste trabalho, com direção de polarização x_3 (z) e simetria no plano xy (x_1x_2), grande parte dos coeficientes das matrizes \mathbf{c}^E , ϵ^S , \mathbf{e} são nulos, resultando na equação constitutiva matricial dada por:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11}^E & c_{12}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{12}^E & c_{11}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{13}^E & c_{13}^E & c_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{55}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66}^E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & e_{31} \\ 0 & 0 & e_{31} \\ 0 & 0 & e_{33} \\ 0 & e_{15} & 0 \\ e_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^S & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^S & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

3.3. EQUAÇÕES DE EQUILÍBRIO DA PIEZELETRICIDADE

O comportamento dinâmico dos materiais piezelétricos é governado pela Equação do Movimento, definida pela Segunda Lei de Newton [40]. Desprezando-se as forças de volume, as equações do movimento, também chamadas de equações de equilíbrio dinâmico, são descritas por:

$$\nabla \cdot \mathbf{T} = \rho \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2}, \quad (16)$$

onde ∇ é o operador de divergência e ρ é a densidade do meio. Na forma matricial, essa equação pode ser descrita como:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial T_1}{\partial x} + \frac{\partial T_6}{\partial y} + \frac{\partial T_5}{\partial z} \\ \frac{\partial T_6}{\partial x} + \frac{\partial T_2}{\partial y} + \frac{\partial T_4}{\partial z} \\ \frac{\partial T_5}{\partial x} + \frac{\partial T_4}{\partial y} + \frac{\partial T_3}{\partial z} \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} \ddot{u}_1 \\ \ddot{u}_2 \\ \ddot{u}_3 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

A solução em forma fechada das equações de equilíbrio ou de outros métodos analíticos aproximados, usando, por exemplo, a Teoria de Placas. Com exceção de casos ideais como o de uma placa infinita ou ainda em condições de

contorno muito específicas, esta solução, no entanto, mostra-se extremamente trabalhosa, quando não impossível de ser obtida. Uma alternativa consiste, então, no emprego de soluções numéricas [41]. A descrição e conceitos das equações de equilíbrio são, no entanto, de grande valia, pois representam o ponto de partida para a resolução de problemas através dos métodos numéricos, dentre eles, o Método dos Elementos Finitos, abordado e utilizado neste trabalho.

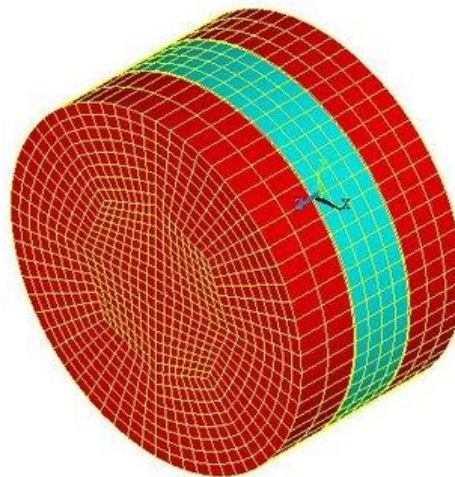
3.4. O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS NA PIEZELETRICIDADE

A maioria das técnicas utilizadas para a análise das características dinâmicas de transdutores piezelétricos demandam restrições, simplificações ou ainda idealizações dos materiais e geometrias da estrutura real a ser analisada. Por exemplo, os modelos de KLM, de Mason e de Redwood, que abordam a teoria dos circuitos elétricos equivalentes, são apropriados apenas para a simulação unidimensional de um transdutor [42]. Não se dispõe de um método global de análise, aplicável a todas as configurações possíveis para um transdutor. O sucesso do Método dos Elementos Finitos (MEF) se deu justamente por permitir simulação de complexas configurações geométricas e materiais, sem a necessidade de restrições [43].

A filosofia do MEF consiste em subdividir a estrutura real na forma de fragmentos discretos, isto é, de elementos finitos conectados através de pontos em comum (nós), formando a chamada malha de elementos, permitindo assim um *continuum* ser representado por um número finito de graus de liberdade. As grandezas físicas da estrutura real, anteriormente representadas por funções contínuas, são agora aproximadas por uma combinação dos valores nodais dessas grandezas, na estrutura idealizada, com funções de interpolação propriamente selecionadas. Assim, as equações diferenciais originais que descrevem o fenômeno físico são agora substituídas por um número de equações algébricas. Quanto mais refinada a malha for, mais próxima estará a solução de seu valor real. Esse refinamento pode se dar pela redução das dimensões dos elementos ou pela utilização dos chamados elementos de ordem superior.

As propriedades materiais e geométricas de cada elemento podem ser expressas em termos de uma matriz de rigidez ou de flexibilidade, que exprimem as relações entre as cargas nos nós do elemento e as grandezas nodais (por exemplo, deslocamento e potencial elétrico) nestes. Essas matrizes elementares são então agrupadas em uma matriz global para a estrutura [44]. O MEF permite ainda a inclusão de outros materiais no modelo (Figura 21).

Figura 21 – Exemplo de malha de elementos finitos de transdutor cilíndrico com três camadas



3.4.1. Fundamentos Teóricos do MEF na Piezeletricidade

Os fundamentos teóricos do Método dos Elementos Finitos, assim como suas aplicações práticas, estão amplamente divulgados em artigos e livros técnicos, sendo o de BATHE [45] um dos mais reverenciados. Teoria e prática do método, específicas para análises piezolétricas, são, no entanto, mais escassas. Em resumo, a generalização do MEF oferecida a uma ampla classe de problemas, como em transferência de calor e dinâmica de fluidos, a partir da utilização das técnicas de solução aproximada, tais como o método de Rayleigh-Ritz, não mostrou a mesma efetividade na piezeletricidade. Essa generalização só foi efetivamente possível com a incorporação do efeito piezolétrico nas tradicionais formulações de elementos finitos, como no caso da aplicação do Princípio Variacional, na obtenção da matriz de rigidez do problema [46].

3.4.1.1. Princípio Variacional

Os princípios variacionais buscam uma função aproximada, $v(x)$, que minimize, a cada instante, um funcional, isto é, uma função de funções. Esta função $v(x)$ é tal que:

$$v(x) = \sum_{i=1}^n a_i \phi_i , \quad (18)$$

onde a_i são constantes a serem determinadas e ϕ_i são funções de forma, que satisfazem determinadas condições. Para se obter o valor mínimo do funcional, a condição de estacionariedade é aplicada, impondo que o variacional deste se anule. Se esse funcional representar a Energia Potencial Total, o Princípio é conhecido por Energia Potencial Mínima e esta energia potencial resulta de um somatório de energias internas (deformação) e externas (trabalho virtual das forças aplicadas). Se incorporados, então, os termos piezelétricos ao Princípio do Trabalho Virtual, são obtidas as Equações de Euler para as relações piezelétricas. Em um *continuum* sob a ação de forças elétricas e mecânicas, a densidade de trabalho virtual δW é então dada por:

$$\delta W = \delta \mathbf{u}^T \mathbf{F} - \delta \phi \sigma , \quad (19)$$

onde $\delta \phi \sigma$ é o termo piezelétrico incorporado e \mathbf{F} a densidade de força mecânica, \mathbf{u} o deslocamento mecânico, σ a densidade de carga elétrica, ϕ o potencial elétrico e δ um indicador de quantidade virtual. Essa equação é também útil para se ilustrar a analogia entre grandezas mecânicas e elétricas. Carga e potencial podem ser, portanto, incluídos nas noções de força e deslocamento generalizados, respectivamente. Essa analogia pode ser estendida na comparação de deslocamento elétrico \mathbf{D} com tensão mecânica \mathbf{T} e de campo elétrico \mathbf{E} com deformação mecânica \mathbf{S} , que no regime linear estão relacionados através das equações constitutivas da piezeletricidade.

O Princípio Variacional, por sua vez, ao incorporar os termos piezelétricos, pode ser visto como uma generalização do Princípio da Energia Potencial Mínima, sendo descrito por:

$$\iiint_V \{ \delta \mathbf{S}^t \mathbf{c} \mathbf{S} - \delta \mathbf{S}^t \mathbf{e} \mathbf{E} - \delta \mathbf{E}^t \mathbf{e}^t \mathbf{S} - \delta \mathbf{E}^t \boldsymbol{\epsilon} \mathbf{E} - \delta \mathbf{u}^t \bar{\mathbf{F}} + \rho \delta \mathbf{u}^t \ddot{\mathbf{u}} + \delta \phi \bar{\sigma} \} dV$$

$$- \iint_{S_1} \delta \mathbf{u}^T \bar{\mathbf{T}} d\mathbf{S} + \iint_{S_2} \delta \phi \bar{\sigma}' d\mathbf{S} - \delta \mathbf{u} \mathbf{P} + \delta \phi \mathbf{Q} = \mathbf{0} , \quad (20)$$

onde $\bar{\mathbf{F}}$ representa as forças de volume, $\bar{\mathbf{T}}$ as forças de superfície, \mathbf{P} as forças pontuais, $\bar{\sigma}$ as cargas de volume, $\bar{\sigma}'$ as cargas de superfície e \mathbf{Q} as cargas pontuais. Além disso, V denota o volume do corpo, S_1 a região da superfície de contorno para qual a força de superfície está prescrita e S_2 a região dessa superfície para a qual a carga é prescrita e ρ a densidade.

É possível notar que com o cancelamento das quantidades elétricas chega-se à primeira variação da Energia Potencial Mínima.

3.4.1.2. Equações Matriciais

Como mencionado, após a discretização da estrutura real em elementos finitos, o deslocamento mecânico e o potencial elétrico podem ser expressos através da combinação das funções de interpolação \mathbf{f}_u e \mathbf{f}_ϕ com os valores nodais \mathbf{u}_i e ϕ_i .

$$\mathbf{u} = \mathbf{f}_u \mathbf{u}_i ,$$

$$\phi = \mathbf{f}_\phi \phi_i . \quad (21)$$

Se diferenciadas, as novas funções de interpolação \mathbf{B}_u e \mathbf{B}_ϕ agora relacionam os valores nodais ao campo de deformação mecânica \mathbf{S} e ao campo elétrico \mathbf{E} , respectivamente.

$$\mathbf{S} = \mathbf{B}_u \mathbf{u}_i ,$$

$$\mathbf{E} = -\mathbf{B}_\phi \phi_i . \quad (22)$$

De maneira similar, as distribuições de forças e cargas de volume e de superfície são também expressas através de funções de interpolação e de valores nodais:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{F}} &= \mathbf{f}_{\bar{\mathbf{F}}} \bar{\mathbf{F}}_i, \\ \bar{\mathbf{T}} &= \mathbf{f}_{\bar{\mathbf{T}}} \bar{\mathbf{T}}_i, \\ \bar{\boldsymbol{\sigma}} &= \mathbf{f}_{\bar{\boldsymbol{\sigma}}} \bar{\boldsymbol{\sigma}}_i, \\ \bar{\boldsymbol{\sigma}}' &= \mathbf{f}_{\bar{\boldsymbol{\sigma}}'} \bar{\boldsymbol{\sigma}}_i'.\end{aligned}\quad (23)$$

Substituindo as interpolações obtidas, na equação do Princípio Variacional, chega-se enfim ao sistema de equações matriciais:

$$\begin{aligned}\mathbf{m} \ddot{\mathbf{u}}_i + \mathbf{k}_{uu} \mathbf{u}_i + \mathbf{k}_{u\phi} \boldsymbol{\phi}_i &= \mathbf{F}_B + \mathbf{F}_S + \mathbf{F}_P, \\ \mathbf{k}_{\phi u} \mathbf{u}_i + \mathbf{k}_{\phi\phi} \boldsymbol{\phi}_i &= \mathbf{Q}_B + \mathbf{Q}_S + \mathbf{Q}_P,\end{aligned}\quad (24)$$

cujas matrizes e vetores podem ser definidos como:

$$\begin{aligned}\mathbf{k}_{uu} &= \iiint_V \mathbf{B}_u^T \mathbf{c} \mathbf{B}_u dV && \text{(matriz de rigidez elástica),} \\ \mathbf{k}_{u\phi} &= \iiint_V \mathbf{B}_u^T \mathbf{e} \mathbf{B}_\phi dV && \text{(matriz de rigidez piezométrica),} \\ \mathbf{k}_{\phi u} &= \iiint_V \mathbf{B}_\phi^T \mathbf{e}^t \mathbf{B}_u dV && \text{(matriz de rigidez piezométrica),} \\ \mathbf{k}_{\phi\phi} &= - \iiint_V \mathbf{B}_\phi^T \boldsymbol{\epsilon} \mathbf{B}_\phi dV && \text{(matriz de rigidez dielétrica),} \\ \mathbf{m} &= \rho \iiint_V \mathbf{f}_u^T \mathbf{f}_u dV && \text{(matriz de massa),} \\ \mathbf{F}_B &= \iiint_V \mathbf{f}_u^T \mathbf{f}_{\bar{\mathbf{F}}} dV \bar{\mathbf{F}}_i && \text{(vetor de forças de volume),} \\ \mathbf{F}_S &= \iint_{S_1} \mathbf{f}_u^T \mathbf{f}_{\bar{\mathbf{T}}} dV \bar{\mathbf{T}}_i && \text{(vetor de forças de superfície),} \\ \mathbf{F}_P &= \mathbf{f}_u^T \mathbf{P} && \text{(vetor de forças concentradas),} \\ \mathbf{Q}_B &= - \iiint_V \mathbf{f}_\phi \mathbf{f}_{\bar{\boldsymbol{\sigma}}} dV \bar{\boldsymbol{\sigma}}_i && \text{(vetor de cargas de volume),} \\ \mathbf{Q}_S &= - \iint_{S_2} \mathbf{f}_\phi \mathbf{f}_{\bar{\boldsymbol{\sigma}}'} dS \bar{\boldsymbol{\sigma}}_i' && \text{(vetor de cargas de superfície),} \\ \mathbf{Q}_P &= - \mathbf{f}_\phi \mathbf{Q} && \text{(vetor de cargas pontuais).}\end{aligned}$$

Os termos B_u e B_ϕ representam, respectivamente, a relação deformação-deslocamento e campo-deslocamento elétrico e f_u é a função de interpolação de deslocamento. Uma vez determinados os valores nodais do deslocamento e do potencial elétrico para um elemento, as tensões e deslocamentos elétricos podem ser então encontrados, utilizando as equações piezelétricas constitutivas modificadas:

$$T = cB_u u_i + e B_\phi \phi_i \quad (25)$$

$$D = e^t B_u u_i - \epsilon B_\phi \phi_i . \quad (26)$$

3.4.2. Matrizes de Amortecimento

Como já mencionado, de modo a se ter modelos matemáticos confiáveis e representativos, as propriedades estabelecidas para um determinado material transdutor devem ser o mais próximo possível da realidade, em especial para aquelas nas quais as respostas das análises mostrem-se mais sensíveis. Os coeficientes de amortecimentos inerentes à cerâmica piezelétrica constituem bons exemplos disto. Pequenas variações em seus valores podem ocasionar grandes alterações na resposta dinâmica do transdutor. O amortecimento retira energia do sistema e ainda altera propriedades fundamentais como a frequência de ressonância deste, podendo algumas vezes ainda ser uma função da frequência. O amortecimento dielétrico provoca ainda uma alteração de fase entre tensão e corrente elétricas. No entanto, os valores fornecidos pelos fabricantes para amortecimentos são normalmente uma mera aproximação, quando nem isso [47]. Uma alternativa para estabelecê-los com precisão razoável consiste em estimá-los através de uma função matemática e identificar nesta um parâmetro que possa ser experimentalmente determinado. Assim é o caso do fator de qualidade mecânica Q_m e do fator de perda elétrica h^d . Outra dificuldade consiste na definição da estrutura dos modelos para as forças de amortecimento, que serão incluídos nas equações matriciais da formulação de Elementos Finitos. Essas forças podem estar em fase com a velocidade, o

deslocamento, ou ainda a ambos. Há ainda, por vezes, a necessidade de se investigar a real possibilidade de linearização dessas forças.

3.4.2.1. Amortecimento Estrutural Mecânico

A forma mais comum de se estimar a matriz de amortecimento mecânico \mathbf{c}_{uu} é através da expressão de *Rayleigh*, que relaciona \mathbf{c}_{uu} às matrizes de massa \mathbf{m} e de rigidez elástica \mathbf{k}_{uu} , através da equação:

$$\mathbf{c}_{uu} = \alpha \mathbf{m} + \beta \mathbf{k}_{uu} , \quad (27)$$

onde α é o fator de multiplicação da matriz de massa e β o fator de multiplicação da matriz de rigidez mecânica [48].

Em vibrações de transdutores piezelétricos, o amortecimento mecânico é normalmente de natureza viscosa, o que torna $\alpha = 0$ e indica que a força de amortecimento está em fase com a velocidade, ou seja, é da forma $\mathbf{c}_{uu}\dot{\mathbf{u}}_i$. Quando o transdutor está sujeito a uma excitação harmônica, a constante β pode ser calculada então por:

$$\beta = \frac{1}{wQ_m} , \quad (28)$$

onde w consiste na frequência de oscilação. A determinação de \mathbf{c}_{uu} , então, se resume a calcular Q_m , o que pode ser feito experimentalmente através de análises elétricas.

3.4.2.2. Amortecimento Dielétrico

As perdas dielétricas, por sua vez, são modeladas através da matriz de amortecimento dielétrico $\mathbf{c}_{\phi\phi}$, que pode ser dada por:

$$\mathbf{c}_{\phi\phi} = \frac{1}{w} \int_V \mathbf{n}_\phi^t \epsilon^d \mathbf{n}_\phi dV , \quad (29)$$

onde n_ϕ é a função de interpolação de potencial elétrico n_ϕ . Por analogia ao caso mecânico, $c_{\phi\phi}$ pode ser descrito como:

$$c_{\phi\phi} = -\frac{h^d}{w} k_{\phi\phi} , \quad (30)$$

onde h^d é o fator de perda dielétrica, análogo inverso ao fator de qualidade mecânica. Sua determinação define, portanto, o valor de $c_{\phi\phi}$.

3.4.3. Equações Matriciais Amortecidas

Incluindo-se os termos de amortecimento, chega-se finalmente às equações matriciais amortecidas.

$$\begin{aligned} m \ddot{u}_i + c_{uu} \dot{u}_i + k_{uu} u_i + k_{u\phi} \phi_i &= F_B + F_S + F_P \\ c_{\phi\phi} \dot{u}_i + k_{\phi u} u_i + k_{\phi\phi} \phi_i &= Q_B + Q_S + Q_P . \end{aligned} \quad (31)$$

3.5. SIMULAÇÕES NA FERRAMENTA ANSYS

Definidas as equações matriciais amortecidas da formulação em elementos finitos, o próximo passo consiste naturalmente na simulação dinâmica da configuração adotada para o transdutor desenvolvido no trabalho, de modo a verificar suas características piezelétricas. Há duas maneiras de se realizar essa simulação. Pode-se elaborar um algoritmo de cálculo implementando-se um código computacional que resolva as equações matriciais amortecidas e que considere todos os aspectos pertinentes ao MEF, resumidamente descritos nas seções anteriores. Pode-se também empregar uma ferramenta comercial para cálculos piezelétricos utilizando o MEF. O objetivo deste trabalho não envolvia implementações de códigos para solução de problemas no MEF, mas, sim, simplesmente compreender o MEF e, em particular, suas aplicações piezelétricas. Por isso, adotou-se a segunda abordagem.

Atualmente, há várias ferramentas comerciais reconhecidamente eficientes na resolução de problemas piezelétricos em MEF. Uma delas é o ANSYS *Mechanical APDL 15.0*, doravante referido apenas como ANSYS. O software ANSYS permite, com boa aproximação da realidade, modelar e simular fenômenos com acoplamentos multifísicos, dentre estes a piezeletricidade, considerando diversas e complexas geometrias tridimensionais.

Uma simulação típica no ANSYS contempla três etapas principais: o pré-processamento, a solução e o pós-processamento. Serão apresentados, a seguir, para cada uma dessas etapas, os aspectos relevantes considerados na simulação de um elemento transdutor para a configuração adotada neste trabalho.

3.5.1. Pré-processamento

O pré-processamento é a etapa na qual o ANSYS executa a tarefa primordial do MEF de montagem do sistema de equações matriciais amortecidas. Antes disso, as matrizes e as cargas nodais elementares são calculadas no sistema de referência local de cada elemento, e posteriormente, rotacionadas para o sistema global. Para tanto, é necessário que o usuário introduza os diversos valores inerentes à configuração desejada para a análise, tais como: as propriedades materiais constituintes do transdutor, os tipos de elemento a serem utilizados na malha, a geometria do transdutor e as condições de contorno. Serão apresentados a seguir, portanto, os principais valores inseridos no pré-processador para se obter as características dinâmicas da configuração selecionada para o desenvolvimento do transdutor. Não é, no entanto, a intenção do texto de se ater aos comandos utilizados, às palavras-chave, e nem a qualquer forma de sintaxe característica da linguagem paramétrica do ANSYS. Esses parâmetros podem ser obtidos de tutoriais e manuais do usuário ANSYS [49].

3.5.1.1. Propriedades Materiais

As pastilhas adquiridas para a fabricação do transdutor PZT (Titanato Zirconato de Chumbo) do tipo comercial Pz37, com frequência de ressonância de 500 kHz, foram produzidas pela *Ferroperm*. Para o cálculo da matriz de

rigidez elástica \mathbf{k}_{uu} , é preciso que se defina a matriz elástica \mathbf{c} . Os valores fornecidos em $\frac{N}{mm^2}$ ($\times 10^{10}$) para os coeficientes elásticos medidos a \mathbf{E} constante são dados por:

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} 7,23 & 3,34 & 4,17 & 0 & 0 & 0 \\ 3,34 & 4,63 & 3,34 & 0 & 0 & 0 \\ 4,17 & 3,34 & 7,23 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1,53 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,53 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,53 \end{bmatrix}.$$

Para o cálculo da matriz de rigidez dielétrica $\mathbf{k}_{\phi\phi}$, é preciso que se defina a matriz ϵ de permissividade dielétrica medida a \mathbf{S} constante. Os valores fornecidos em $\frac{F}{m}$ ($\times 10^{-9}$) para ϵ são:

$$\epsilon = \begin{bmatrix} 889 & 0 & 0 \\ 0 & 689 & 0 \\ 0 & 0 & 889 \end{bmatrix}.$$

Para o cálculo da matriz de rigidez piezométrica $\mathbf{k}_{u\phi}$, é preciso que se defina a matriz \mathbf{e} dos coeficientes piezométricos. Os valores fornecidos em $\frac{C}{m^2}$ são tais que \mathbf{e} pode ser descrita na forma:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} 0 & 1,11 & 0 \\ 0 & 11,0 & 0 \\ 0 & 1,11 & 0 \\ 9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 9 \end{bmatrix}.$$

Para o cálculo da matriz de massa \mathbf{m} , é necessário que se defina a densidade de massa do material. O valor fornecido é de:

$$\rho = 6470 \frac{kg}{m^3}.$$

E, finalmente, para o cálculo da matriz de amortecimento mecânico c_{uu} , é necessário que se defina o fator de qualidade mecânica Q_m . O valor fornecido é de:

$$Q_m = 127.$$

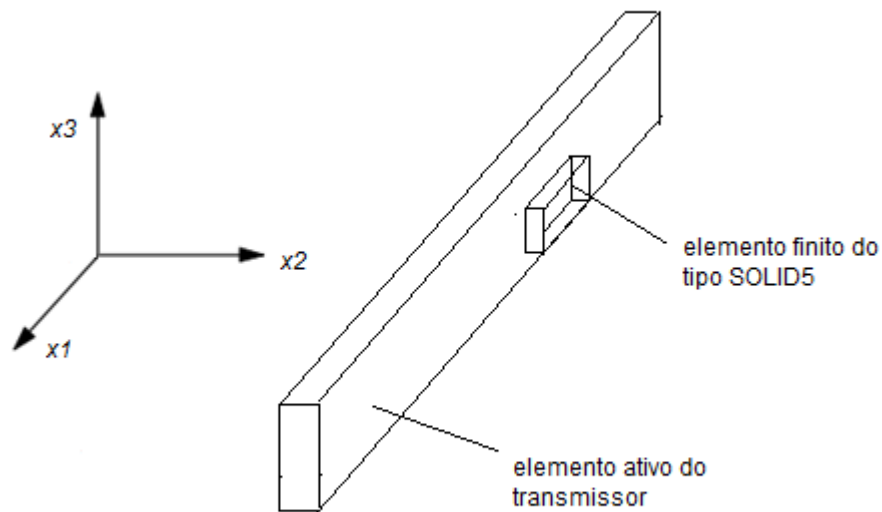
É importante ainda salientar, que, no caso tridimensional, o ANSYS considera a mesma direção z de polarização que o IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) [49].

3.5.1.2. Tipos de Elemento

Dependendo dos tipos de elemento selecionados no pré-processamento do ANSYS é possível estabelecer o número de dimensões a serem consideradas na análise. Ainda que as dimensões laterais dos elementos ativos do transmissor possuam uma acentuada diferença (da ordem de 25 para 1,5), o que bastaria uma análise bidimensional para se obterem resultados realistas, em especial nas regiões próximas do eixo acústico, optou-se por um elemento volumétrico para a formação da malha, que, apesar de aumentar o tempo computacional de execução das análises, apresenta resultados mais precisos.

Um elemento volumétrico pode ter formato de tetraedro (4 nós por elemento) ou de hexaedro (8 nós por elemento). Dado o formato paralelepípedo da geometria global do transmissor, um elemento também neste formato apresenta um encaixe perfeito se agrupado. Selecionou-se, portanto, um tipo com esta característica, o SOLID5. A Figura 22 apresenta um elemento ativo do transmissor e um elemento finito que comporá a malha, tendo ambos um formato similar, porém em dimensões diferentes.

Figura 22 – Elemento ativo transmissor e um elemento finito do tipo SOLID5



A resposta a ser apresentada ao fim da análise representa os graus de liberdade selecionados para o elemento. O SOLID5 permite a realização de análises de campos acoplados contemplando não apenas a piezeletricidade, mas diversos outros tipos de acoplamento. Foi necessário, portanto, estabelecer os graus de liberdade desejados para uma análise piezoeletrica, que são os deslocamentos mecânicos para as três dimensões u_1, u_2 e u_3 e a tensão elétrica V .

O SOLID5, ainda que seja um elemento desatualizado, pode ser, sem prejuízos, utilizado no lugar do SOLID226, sua nova versão.

3.5.1.3. Geometria

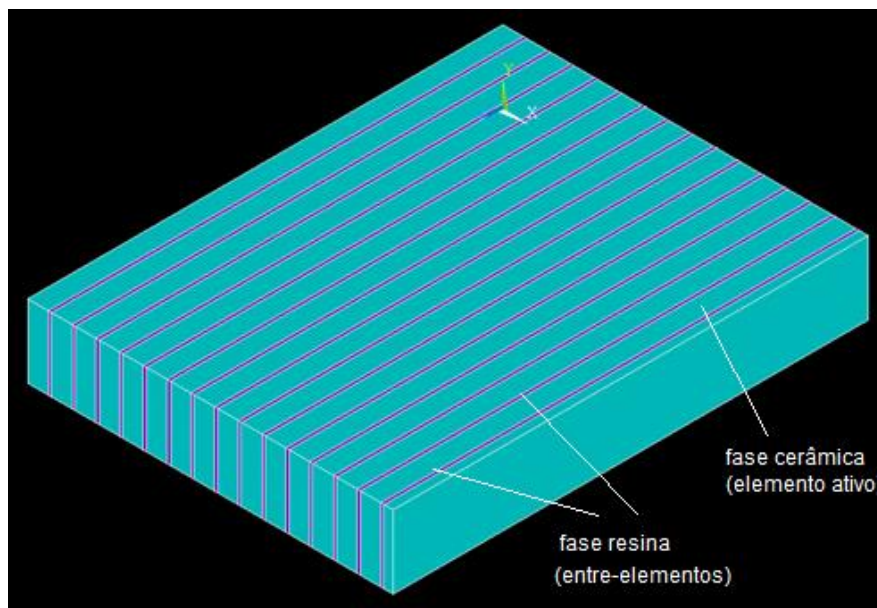
Conforme a notação estabelecida na Figura 11, a geometria do transmissor apresentava os seguintes parâmetros:

- $A = 100 \text{ mm}$
- $a = 1,5 \text{ mm}$
- $b = 25 \text{ mm}$
- $e = 2,88 \text{ mm}$
- $p = 1,6 \text{ mm}$

- $g = 0,1 \text{ mm}$
- $N = 64 \text{ elementos}$

A estratégia utilizada para a modelagem da geometria consistiu basicamente da geração de um bloco hexaédrico com dimensões correspondentes às extremidades do transmissor, seguida de operações booleanas para a subtração dos espaços entre elementos, para modelar a fase cerâmica. Esses espaços foram então preenchidos com material elástico 3D, para a fase resina. Como não se possuía, no momento das análises, as propriedades corretas, utilizaram-se as de uma resina epóxi convencional. A Figura 23 apresenta um trecho de aproximadamente um quarto do transmissor modelado (16 elementos).

Figura 23 – Trecho do transmissor modelado (espaços entre elementos em vermelho)



3.5.1.4. Geração da Malha

Um dos passos mais importantes em uma análise utilizando o MEF consiste na definição dos controles da malha a ser gerada. Essa etapa é determinante na precisão e duração da análise. Um dos principais controles se refere ao tipo de malha a ser usada no modelo. Há dois tipos a serem considerados para um modelo de elementos finitos: a malha livre e a malha

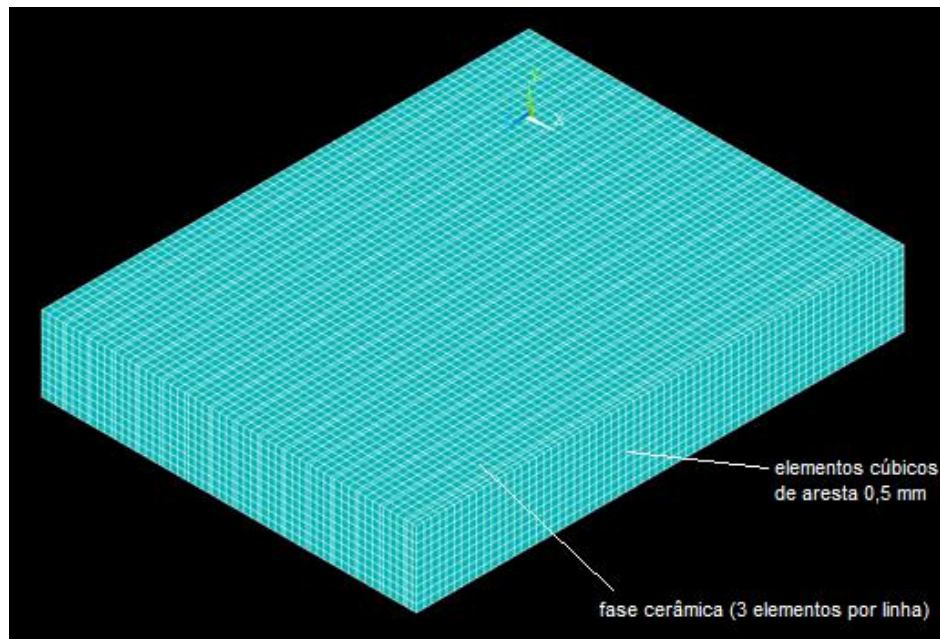
mapeada. Para um tipo de elemento na forma de hexaedro, tal como o SOLID5 selecionado, apenas a malha mapeada é suportada. A malha mapeada possui a característica de apresentar um padrão regular, com um aspecto matricial formado por fileiras perceptíveis de linhas e colunas (ainda que nem sempre ortogonais) aplicáveis a geometrias também regulares, como o caso de um paralelepípedo.

Outro tipo de controle de malha consiste na definição de seu formato. No caso tridimensional em questão, como não é indicado a mistura de formatos hexaedros com formatos tetraedros, no mesmo modelo, esse controle simplesmente repete as definições já feitas anteriormente quando da definição do elemento SOLID5, isto é, o número de dimensões e o formato hexaédrico.

O último controle feito refere-se à dimensão dos elementos. Na definição do número de subdivisões para cada lado do volume modelado, estudou-se a convergência numérica dos resultados das respostas dinâmicas do modelo, chegando-se a uma conclusão que a partir de uma subdivisão por três dos lados paralelos a x de um dos elementos ativos do transdutor, isto é, sua fase cerâmica, as respostas pouco variavam. Um transdutor subdividido em três no eixo x equivale a elementos cúbicos de aresta 0,5 mm, sendo esse o valor selecionado.

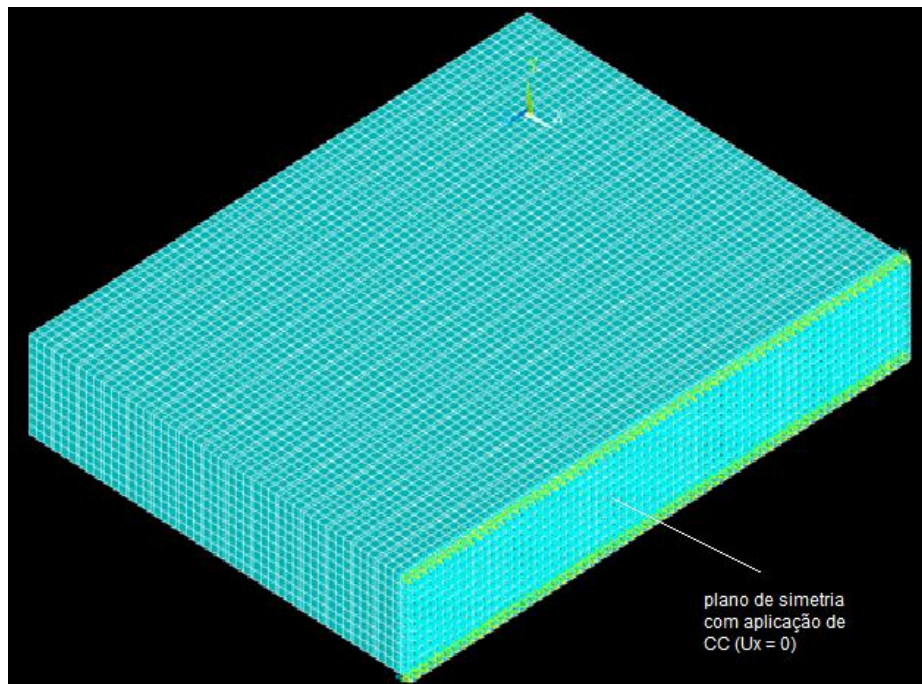
Por fim, antes de se partir para a geração da malha definitiva, fez-se necessário atribuir as diversas propriedades materiais e geométricas previamente definidas aos elementos da malha. A malha depois de gerada ganhou o aspecto da Figura 24.

Figura 24 – Malha gerada para os volumes modelados



Devido às condições de simetria, poder-se-ia ainda, ao invés da criação do modelo e malha completos, utilizarem-se condições de contorno apropriadas, de modo a simular as simetrias existentes. Essa estratégia é interessante do ponto de vista de economia computacional.

Um exemplo dessa aplicação de condição de contorno encontra-se ilustrada na Figura 25, onde se tem os nós do plano médio yz de simetria do modelo restritos na translação no plano do transdutor ($U_x = 0$), o que reduz a malha pela metade. O mesmo poderia ser feito ao plano xz , estabelecendo $U_y = 0$.

Figura 25 – Malha gerada com restrição $U_x = 0$ no plano de simetria yz

3.5.2. Solução

A solução é a etapa onde o sistema de equações matriciais estabelecido no pré-processamento é resolvido. Antes disso, no entanto, faz-se necessário que se defina o carregamento do modelo e o tipo de análise a ser realizada.

3.5.2.1. Carregamento do Modelo

O carregamento de um modelo, no ANSYS, pode ser feito através do estabelecimento de condições de contorno ou ainda através da aplicação de funções de forças externas ou internas. Essas forças podem ser concentradas, superficiais, volumétricas ou inerciais. Como exemplos de carregamentos elétricos, podem-se citar o potencial elétrico (tensão elétrica), a corrente elétrica, as cargas elétricas e a densidade de cargas elétricas. A aplicação do carregamento através das condições de contorno pressupõe a restrição de um grau de liberdade para um dado valor conhecido. Os carregamentos podem ser aplicados ou sobre áreas e volumes da geometria da estrutura ou diretamente sobre os nós e elementos do modelo em elementos finitos.

Quanto ao aspecto temporal, os tipos de carregamentos possíveis para problemas de piezeletricidades incluem o estático, o dinâmico e o modal. O carregamento dinâmico é utilizado para a verificação da resposta dinâmica a excitações transientes ou contínuas (harmônico). Nas excitações harmônicas, uma entrada na forma, por exemplo, de diferença de potenciais ou tensões elétricas e uma saída na forma de deslocamento estrutural, ainda que estejam fora de fase, possuem a mesma frequência, sendo dados, respectivamente por:

$$V(t) = V_0 e^{-i\omega t + \phi_1} , \quad (32)$$

$$u(t) = u_0 e^{-i\omega t + \phi_2} , \quad (33)$$

onde ϕ_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) é o deslocamento de fase, ω é a frequência de excitação, t é o tempo, i é a unidade imaginária de um número complexo e o subscrito 0 é um indicador de amplitude. A partir de uma excitação harmônica, é possível determinar a resposta em frequência do transdutor. Essas respostas podem ser representadas pelo deslocamento estrutural, pela impedância elétrica ou ainda pela admitância elétrica, sendo essas duas últimas dadas, respectivamente, por:

$$Z = V/I , \quad (34)$$

$$Y = 1/Z , \quad (35)$$

onde I é a corrente elétrica, dada por:

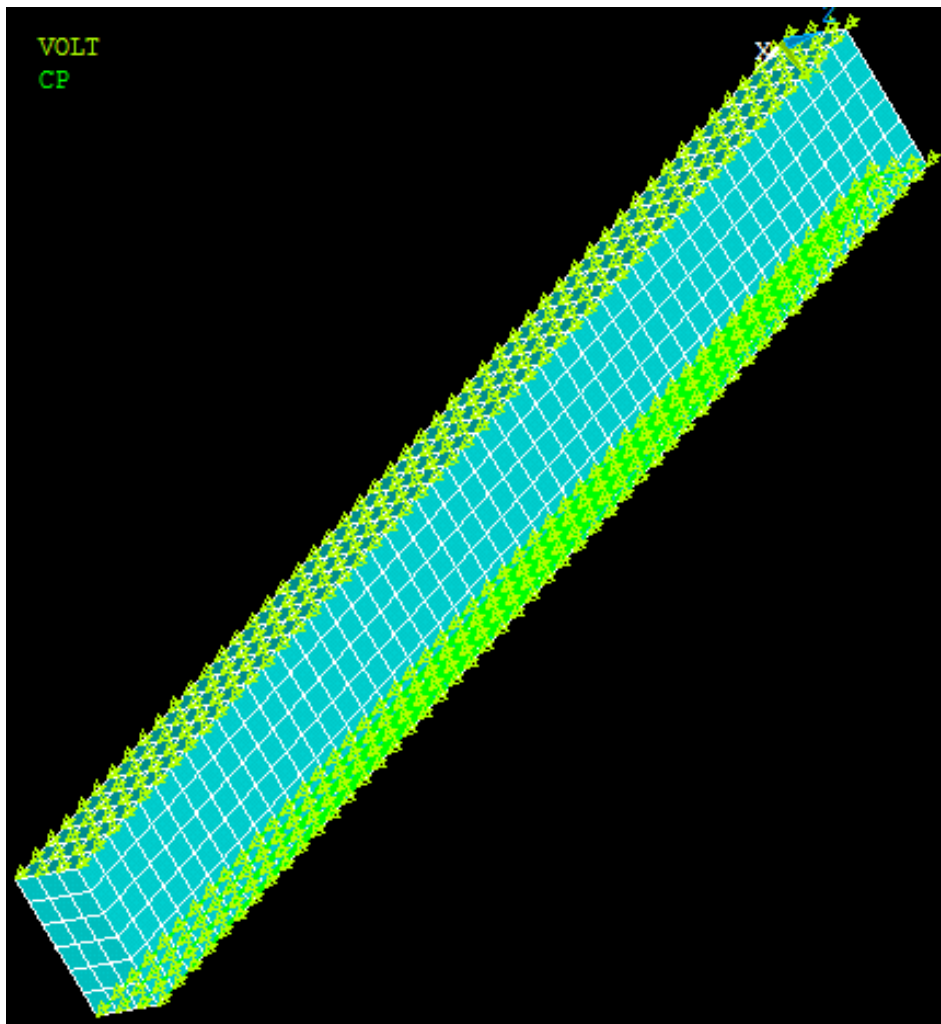
$$I(t) = I_0 e^{-i\omega t + \phi_3} . \quad (36)$$

As curvas de admitância ou de impedância elétricas permitem que se identifiquem as frequências de ressonância e de antirressonância do transdutor.

3.5.2.2. Análise Realizada

Realizou-se uma análise harmônica aplicando uma tensão elétrica de 1,0 V na face da cerâmica correspondente ao eletrodo de sinal e 0 V na outra face, correspondente ao eletrodo de aterramento. Como a tensão elétrica de entrada, na prática, é aplicada em um ponto do eletrodo de sinal, fez-se necessário acoplar os nós desse eletrodo. O mesmo é feito para o eletrodo de aterramento. Selecionou-se uma faixa de frequências que contemplasse a frequência de ressonância do transdutor. A Figura 26 ilustra o modelo referente a um elemento ativo, apresentando o acoplamento dos nós e tensão elétrica dos eletrodos.

Figura 26 – Cargas elétricas aplicadas às faces do transdutor



Depois o carregamento do modelo, ocorre o processamento propriamente dito do problema. Neste momento, o computador assume o comando e resolve

o sistema de equações previamente montado. Dependendo do número de nós, essa fase de solução pode apresentar um tempo de processamento muito elevado em relação às outras etapas de modelagem.

Quanto aos métodos de solução, são diversos os disponíveis no ANSYS para a resolução do sistema de equações: o método da solução direta esparsa, o gradiente conjugado pré-condicionado, o gradiente conjugado de Jacobi, de Cholesky, etc. O método da solução direta esparsa é o método padrão utilizado pelo ANSYS. Ele se baseia na eliminação direta de equações, diferentemente dos métodos iterativos, nos quais a solução é obtida através de um processo iterativo que vai sucessivamente refinando o “chute” inicial até se chegar a uma solução que esteja dentro de uma tolerância aceitável da exata. O método de eliminação direta consiste na fatoração do sistema inicial de equações em uma matriz triangular inferior, seguida por substituições pra frente e pra trás, utilizando esse sistema triangular. A desvantagem da fatoração é que, além de consumir um maior espaço de memória, ela acarreta num maior tempo por iteração, se comparada aos métodos iterativos. A desvantagem dos métodos iterativos consiste no fato de que a convergência numérica não é garantida. Em alguns casos, o número de iterações é tão grande que pode se tornar mais lento que o método direto. Uma vantagem do método direto reside no fato de que, como este se baseia na eliminação, as matrizes mal condicionadas não são impeditivas para a entrega de uma solução, ainda que a precisão desta possa ser comprometida.

3.5.3. Pós-processamento

Na etapa de pós-processamento, é possível visualizar os resultados de interesse obtidos da solução da simulação. Há dois tipos básicos de pós-processamento disponíveis no ANSYS. O primeiro tipo é o pós-processamento geral, que permite apresentar os resultados sobre o modelo completo em intervalos de carga específicos. O segundo é o pós-processamento por série temporal, que permite apresentar a variação de um resultado em particular, em pontos específicos no modelo, no que diz respeito a tempo, frequência ou outros itens. Quanto aos resultados da fase de solução do programa, existem os diretos que nada mais são que os graus de liberdade calculados para cada nó do modelo

e os valores derivados destes. No caso de uma análise piezométrica, os deslocamentos constituem um exemplo de resultado direto, ao passo que a impedância ou admitância elétrica constituem um resultado derivado.

3.5.3.1. Impedância/Admitância elétrica de elemento do transdutor

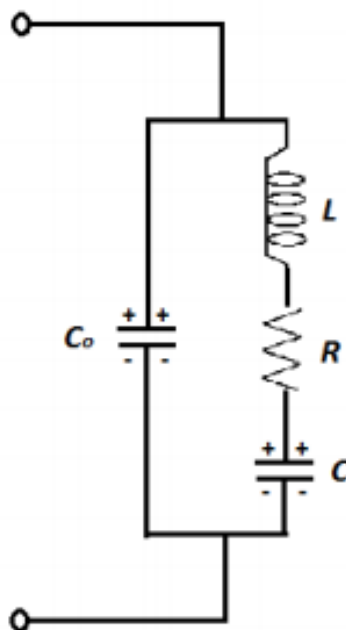
Provavelmente, as informações mais comumente extraídas de uma análise em elementos finitos de um dispositivo piezométrico são as curvas de impedância e admitância elétricas. Essas curvas não apenas apresentam magnitude e fase da impedância e da admitância, mas também localizam a ressonância (onde a impedância é zero, ou a admitância é infinita) e antirressonância (onde a impedância é infinita, ou a admitância é zero).

Além disso, a caracterização experimental de um elemento piezométrico de um transdutor através do emprego de um analisador de impedância e a comparação dos resultados obtidos neste com as curvas de impedância/admitância teóricas extraídas de programas computacionais permitem a identificação de eventuais alterações eletroacústicas. Tais alterações podem ter ocorrido em virtude de desvios na etapa de fabricação, ou ainda advindos de informações equivocadas e que não correspondam exatamente à realidade, sobre as propriedades de materiais fornecidas eventualmente pelo fabricante.

A teoria dos circuitos elétricos equivalentes permite a compreensão do conceito de impedância elétrica para um dispositivo eletromecânico. Através dessa teoria, é proposto que se modele a parte mecânica do elemento piezométrico como um sistema indutor-capacitor-resistor, onde a indutância L corresponda à massa do elemento, a capacitância C corresponda à compliância mecânica e a resistência R corresponda ao amortecimento mecânico, conforme o circuito ilustrado na Figura 27, considerando a direção de vibração paralela à de excitação elétrica (modo espessura) e frequência de excitação próxima à de ressonância [50]. A parte elétrica do circuito equivalente é representada pelo capacitor C_0 . O efeito piezométrico proporciona uma interação da ressonância mecânica com a parte elétrica, resultando em uma ressonância elétrica, f_r . Nessa região, a reatância indutiva $X_L (= 2\pi f_r L)$ e a

capacitiva $X_C (= 1/2\pi f_r C)$ se anulam e, pelo fato ainda da resistência R ser de pequeno valor, as condições se tornam próximas à de um curto-circuito, levando a curva de módulo da impedância elétrica à mínima ou a curva de módulo de admitância elétrica à máxima.

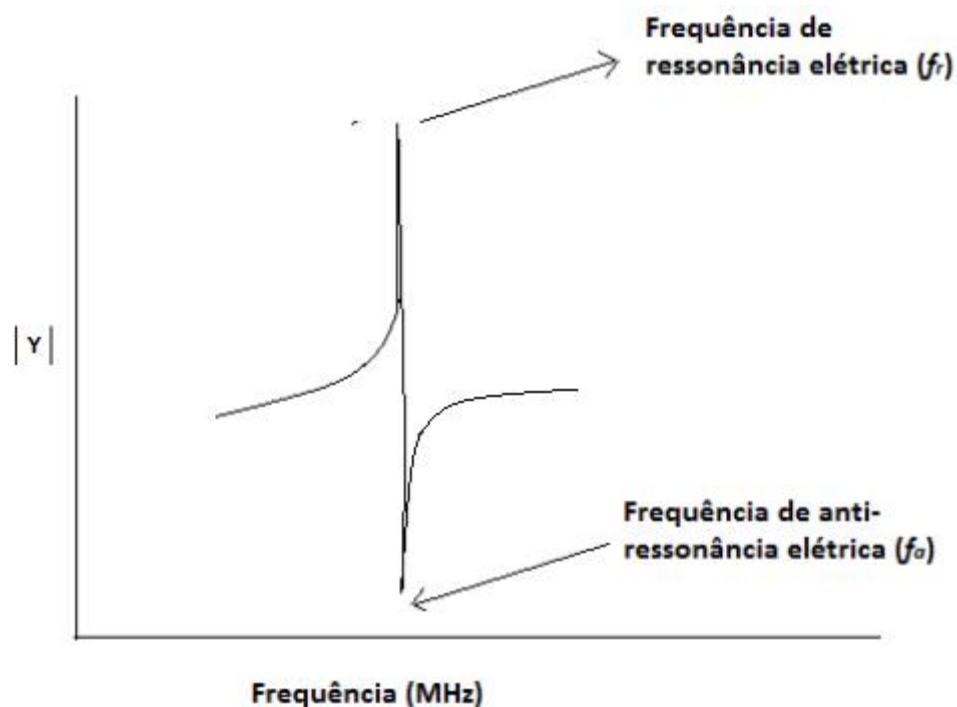
Figura 27 - Circuito elétrico equivalente de uma cerâmica piezelétrica próximo à ressonância



À medida que a frequência de excitação aumenta, a reatância capacitiva X_C tende a zero e a indutiva X_L aumenta, até que num dado momento, a impedância do ramo mecânico torna-se igual e oposta à da capacitância C_0 , fazendo com que uma corrente oposta flua pelos dois ramos, aproximando-se então de uma situação de circuito aberto, ou seja, impedância elétrica máxima, ou admitância elétrica mínima, situação conhecida por antirressonância. A diferença entre as frequências de antirressonância e de ressonância fornece o coeficiente de acoplamento eletromecânico K_A , que é um indicador da eficiência em que a energia elétrica é transformada em mecânica e vice-versa, para um dado modo de vibrar.

A Figura 28 apresenta um exemplo de curva de módulo de admitância elétrica. Nessa figura, é possível se verificar os pontos de ressonância e antirressonância elétricas.

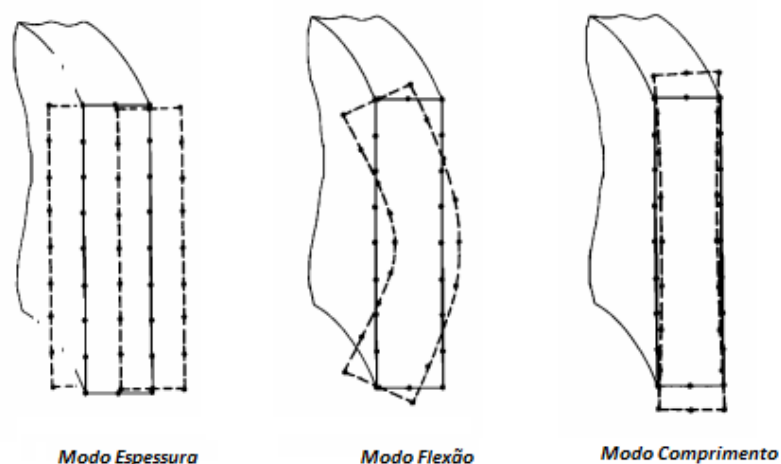
Figura 28 – Exemplo de curva de módulo da admitância elétrica



A teoria dos circuitos equivalentes provê informações unidimensionais do elemento piezelétrico. No entanto, a estrutura de um elemento real apresenta infinitos graus de liberdade. Assim, as ressonâncias e anti-ressonâncias nos diversos modos de vibrar tridimensionais, portanto, só podem ser identificadas com o emprego de outros métodos de cálculo. Exemplos de diferentes modos de vibrar encontram-se ilustrados na Figura 29.

O método dos elementos finitos como já mencionado oferece um modelo tridimensional de um elemento piezelétrico. Assim, informações multimodais sobre o elemento piezelétrico podem ser inferidas das curvas de impedância e admitância obtidas por programas que utilizem esse método, dentre este o ANSYS. A faixa de frequências selecionada para a curva deve logicamente contemplar os outros modos de vibrar. A seleção do número de subdivisões (*substeps*) das frequências de excitação também é importante, pois define a resolução no eixo de frequências. Um valor da ordem de 100 para as subdivisões foi suficiente para a identificação dos modos de vibrar.

Figura 29 – Modos de vibrar típicos em um elemento piezelétrico



As curvas do módulo e fase da admitância elétrica, apresentadas pelo pós-processamento do ANSYS, estão ilustradas nas Figura 30 e Figura 31, respectivamente. Na curva de módulo, estão indicados dois modos de vibração do elemento piezelétrico considerado. A curva de fase apresenta uma mudança de fase em 180 graus para os valores de ressonância.

Figura 30 – Curva de Admitância (módulo) de um elemento ativo do transdutor

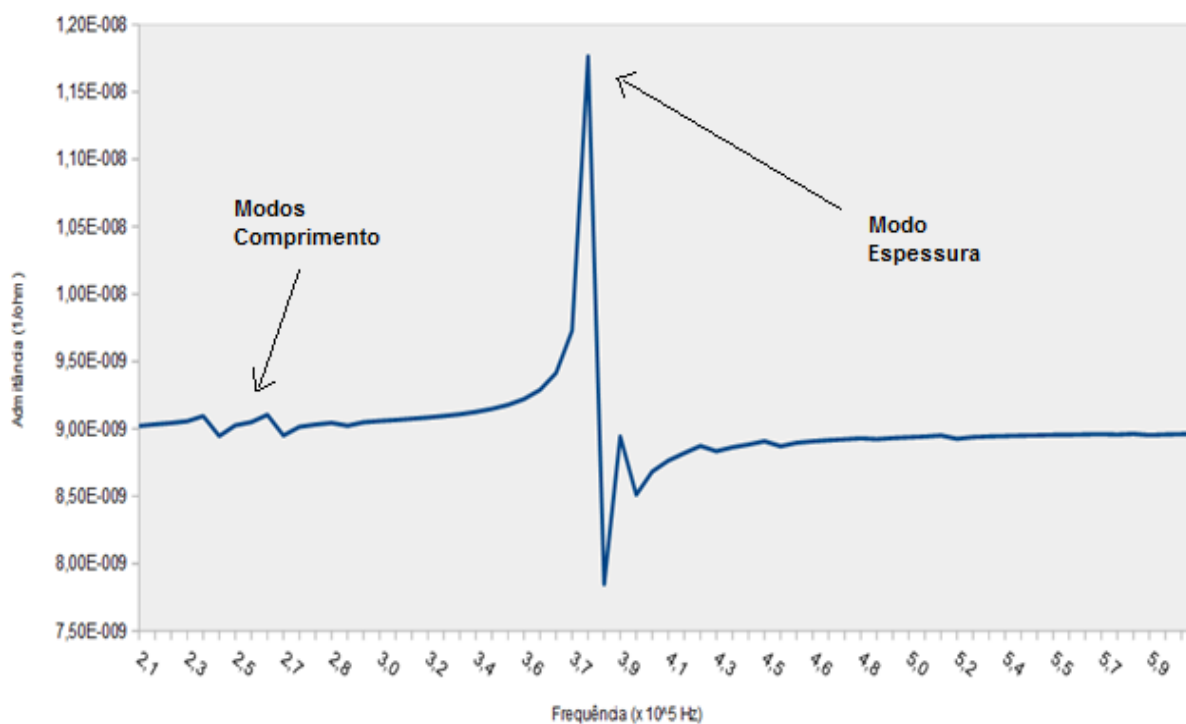
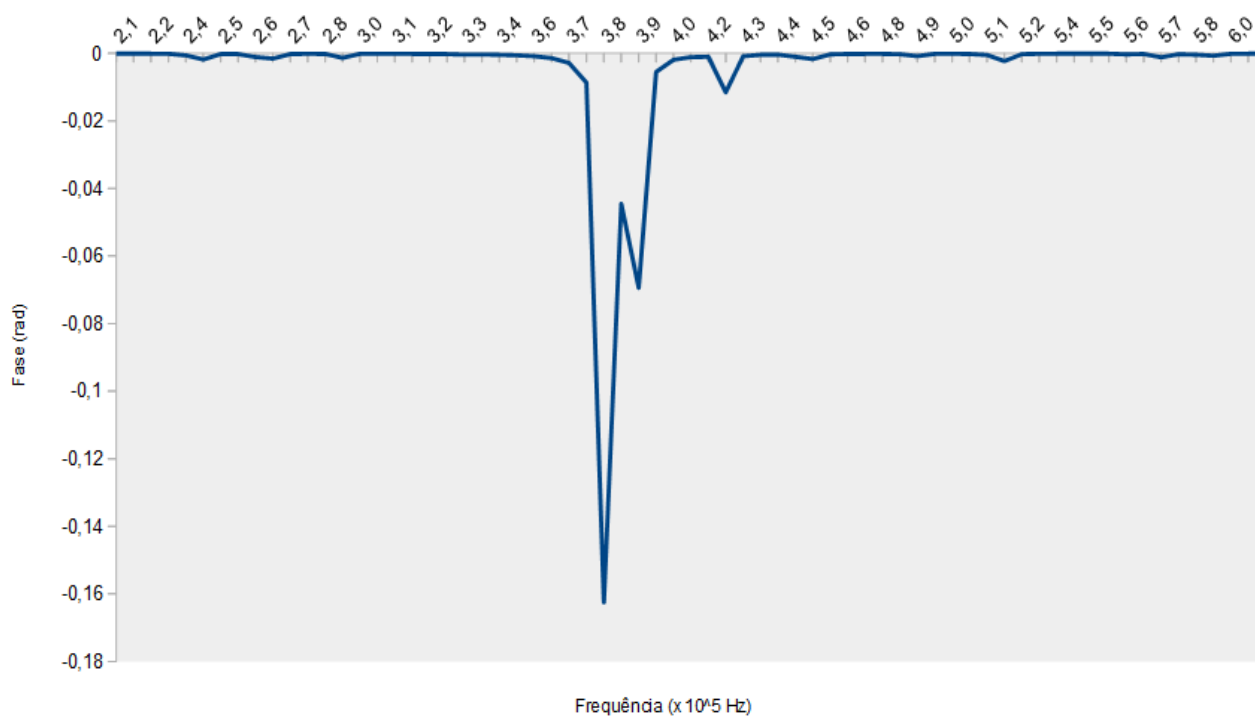


Figura 31 - Curva de Admitância (fase) de um elemento ativo do transdutor



Capítulo 4.

FABRICAÇÃO DO TRANSMISSOR

A transdução é o mecanismo de transformação de uma forma de energia em outra. O elemento piezelétrico é o componente que desempenha esse papel em um sistema de transmissão ou de recepção acústica. No entanto, o elemento piezelétrico por si só não é suficiente para o sistema desempenhar satisfatoriamente as suas tarefas. Efeitos acústicos indesejáveis podem surgir, demandando a inclusão de outros componentes. Acessórios elétricos para a condução dos sinais e mecânicos para a proteção do sistema são também indispensáveis. Para que o dispositivo final opere eficientemente, esses itens devem ainda estar apropriadamente integrados em um sistema único. O presente capítulo tem o objetivo de apresentar, com certo grau de detalhamento, as etapas decorridas no processo de fabricação dos componentes do transmissor, bem como a correta integração destes, apontando os desafios e as dificuldades encontrados, no decorrer do processo.

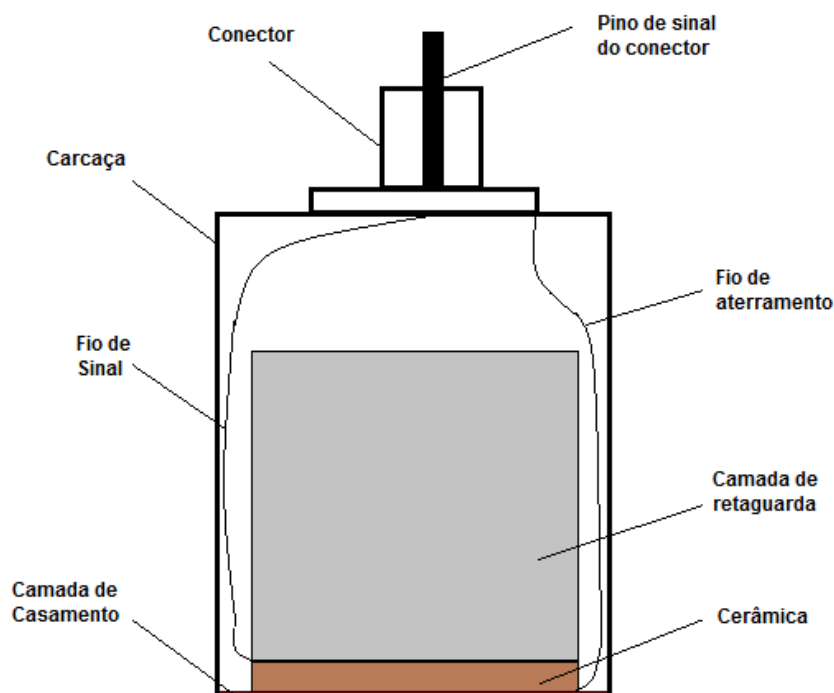
4.1. SISTEMA MONOELEMENTO

Um transdutor piezelétrico monoelemento é constituído basicamente por uma cerâmica piezelétrica, uma camada de casamento acústico, uma camada de retaguarda, encapsulamento e contatos elétricos. Uma representação esquemática desse transdutor monoelemento é mostrada na Figura 32. A transdução de energia elétrica em energia mecânica e vice-versa ocorre na cerâmica piezelétrica, também conhecida por camada ativa ou elemento ativo.

A cerâmica se conecta à fonte elétrica através de fios condutores, o fio de sinal e o fio de aterramento. As camadas passivas correspondem a uma camada de retaguarda (ou de *backing*) e uma de casamento (ou de *matching*). A camada de retaguarda possui a função de amortecer a energia que se propaga no sentido oposto ao desejado. Já a camada de casamento promove o casamento de impedâncias com o meio acústico. O conector e o pino de sinal são os responsáveis pelo encaixe do cabo coaxial que conduzirá o sinal do gerador de sinais aos fios condutores. O encapsulamento, ou simplesmente carcaça, é o item responsável pela impermeabilização do sistema, pelo isolamento elétrico

dos componentes e ainda pela resistência estrutural do mesmo, sendo devidamente reforçada para o caso de situações de alta pressão hidrostática tal como em operações em grandes profundidades.

Figura 32 – Representação esquemática de um transdutor monoelemento



4.2. DESAFIOS DA FABRICAÇÃO DE SISTEMA MULTIELEMENTO

Sistemas com mais de um elemento, ou multielementos, nada mais são que réplicas do monoelemento, em tantas vezes quanto for o número de elementos. Se a quantidade de elementos for relativamente pequena, por exemplo, até 16, ou se os elementos possuírem dimensões relativamente grandes, por exemplo, com aberturas da ordem de 5 mm, ou ainda se a disposição de elementos apresentar uma boa distribuição, tal como em um arranjo matricial, os processos de fabricação desses sistemas muito se assemelham. Sabe-se que as dificuldades encontradas crescem como uma função meramente proporcional ao total de elementos.

Além disso, em um transdutor multielemento composto de uma grande quantidade de elementos, com reduzida abertura e alta densidade linear em

razão de um pequeno valor de passo, as dificuldades se multiplicam. A concentração linear de elementos, nesse caso, pode ser tamanha que os espaços para se realizarem os ajustes e conexões elétricas se tornam desafiadores. Some-se a isso o elevado número de fios condutores do transdutor, o que acaba causando um grande congestionamento destes e de suas etiquetas de identificação, podendo levar por vezes a uma grande quantidade de retrabalho.

Outro desafio, normalmente encontrado na fabricação de um multielemento com estas características, refere-se à separação dos elementos ativos a partir de um ou mais blocos compactos de cerâmica. Essa etapa pode ser também extremamente laboriosa, quando realizada manual ou semiautomaticamente, podendo acarretar em grandes desperdícios de insumos, principalmente devido à difícil tarefa de se alinhar os cortes. Esse processo, no entanto, pode transcorrer sem atrasos, se utilizada uma máquina de corte automática, que permita a plena automação do processo de separação dos elementos.

4.3. FABRICAÇÃO DO ARRAY LINEAR DE ELEMENTOS ESBELTOS

Para a confecção dos elementos ativos, no presente trabalho, foram usadas duas pastilhas paralelepípedicas de cerâmica piezelétrica sinterizada de 50 mm de lado maior e 25 mm de lado menor e 2,8 mm de espessura (Figura 33).

Como já mencionado em seções anteriores, o material piezelétrico constituinte das pastilhas é o PZT (Titanato Zirconato de Chumbo) do tipo comercial Pz37 com frequência de ressonância de 500 kHz, produzido pela *Ferroperm*. Dentre as principais vantagens da cerâmica Pz37, se comparadas a outras do tipo PZT, inclui-se o fato de possuírem impedância acústica menor e largura de banda maior.

Figura 33 – Pastilhas de cerâmica piezelétrica



Por serem materiais mais porosos, no entanto, sua fabricação para frequências acima de 5 MHz mostra-se inviável. A Tabela 1 apresenta as principais propriedades piezelétricas e acústicas da cerâmica Pz37.

Tabela 1 – Propriedades da Cerâmica Pz37 da *Ferroperm*

<i>Temperatura de Curie</i>	$T_c > 350^\circ$
<i>Temperatura de trabalho</i>	$T_b < 250^\circ$
<i>Permissividade relativa</i>	$K_{33}^T = 1150(1 \text{ MHz})$
<i>Coefficiente dielétrico de dissipação</i>	$\text{tg}(\delta) = 15 \times 10^{-3}$
<i>Fator acoplamento modo lateral</i>	$k_p = 0,35$
<i>Fator acoplamento modo espessura</i>	$k_f = 0,52$
<i>Fator de qualidade mecânica</i>	$Q_m = 50 \text{ a } 1 \text{ MHz}$
<i>Impedância acústica</i>	$Z_{\text{cer}} = 18 \text{ MRayl}$
<i>Massa específica</i>	$\rho_{\text{cer}} = 6,5 \text{ g/cm}^3$

Fonte: Ferroperm

Nas seções seguintes, são descritos os processos empregados no Laboratório de Ultrassom da EPUSP, para a fabricação do *array* linear de elementos esbeltos. Os maiores desafios encontrados na fabricação trataram da separação dos elementos ativos, da adaptação de um cabo multicoaxial e da conexão dos microcoaxiais aos eletrodos de cada elemento. Por fim, comenta-se o processo de integração das camadas passivas ao sistema.

4.3.1. Separação dos Elementos Ativos

A separação dos 64 elementos da cerâmica foi providenciada através de cortes transversais de profundidade 2,7 mm nas pastilhas, resultando em uma sobra de espessura original não passante de 0,1 mm. Os cortes foram realizados pela máquina automática de precisão DISCO DAD322 (Figura 34), respeitando-se o passo de 1,56 mm especificado para a periodicidade dos elementos.

Figura 34 – Máquina automática de precisão usada no corte da cerâmica

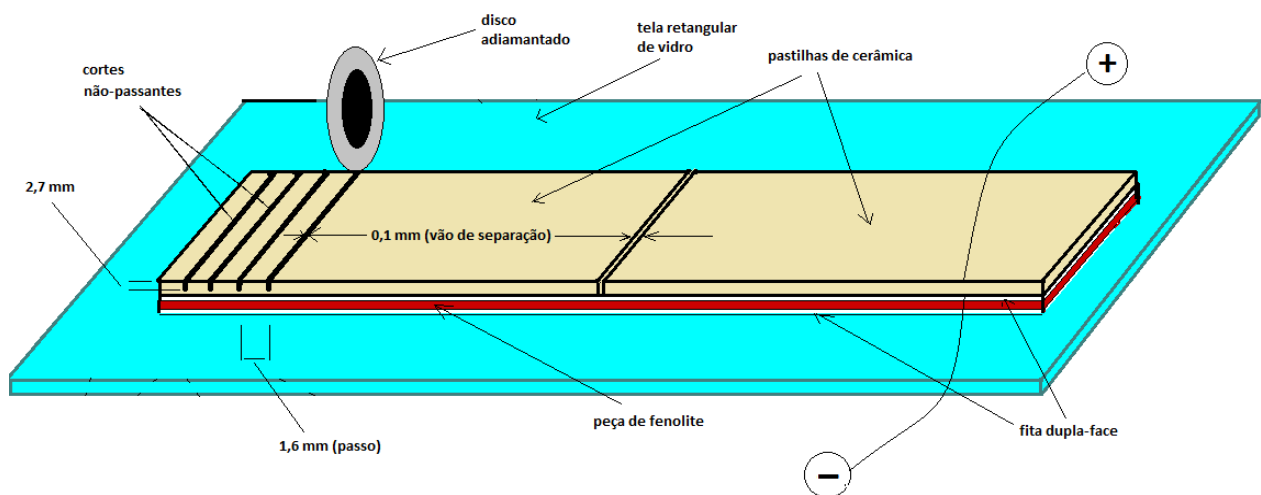


Utilizou-se o disco adiamantado de espessura 0,09 mm, resultando num vão de separação (v) de aproximadamente 0,1 mm. Um aparato (Figura 35) foi montado para a execução apropriada dos cortes, incluindo os seguintes itens:

- Uma tela de vidro retangular, que serviu como base de apoio para a montagem do aparato;

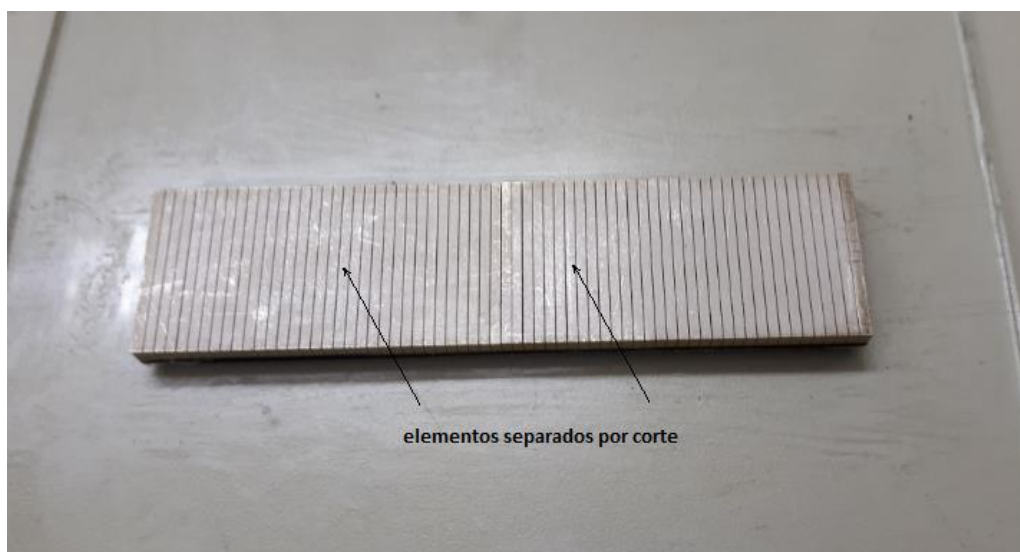
- Uma peça de fenolite, fixada à tela de vidro com o emprego de fita dupla face. Esta peça, com mesma espessura da camada de casamento, serviu meramente como garantia de espaço para a posterior inclusão desta camada;
- Duas pastilhas da cerâmica Ferroperm, fixadas sobre a peça de fenolite também por meio da fita dupla-face por suas faces correspondentes ao eletrodo negativo (terminal de aterramento) e justapostas por seus lados menores, respeitando para esta justaposição o vão de separação determinado entre elementos;

Figura 35 - Vista esquemática do aparato para o corte dos elementos



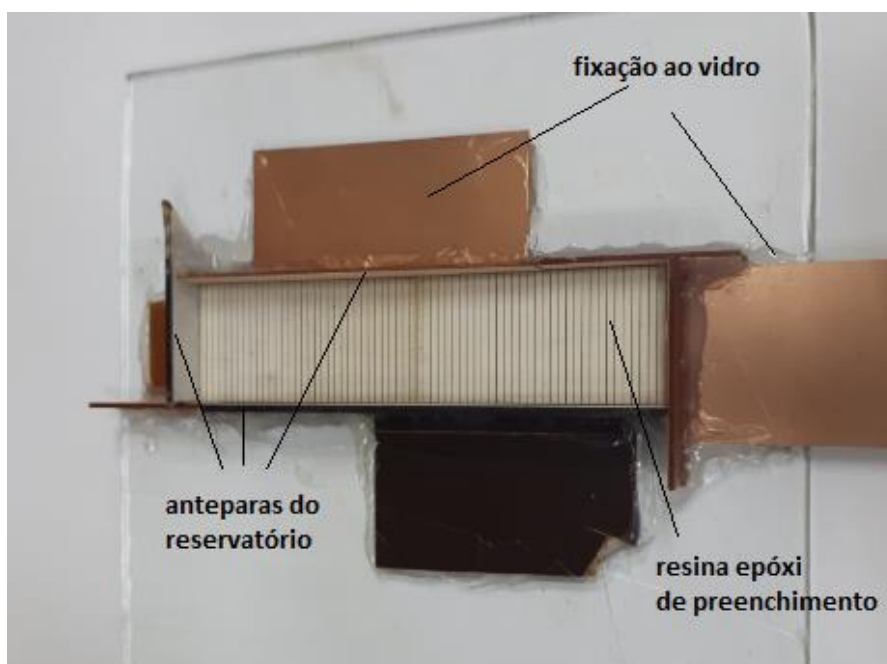
Procedeu-se então aos cortes de precisão na máquina automática. Após a conclusão destes, o aparato com os elementos já separados apresentavam o seguinte aspecto (Figura 36). Os vãos de separação foram então preenchidos com material atenuador, de modo a se promover a eliminação do *cross-talk*, que, como já visto, consiste na interferência mecânica entre elementos vizinhos. Para tanto, foi montado um reservatório, dentro do qual se depositou uma quantidade da ordem de 10,0 ml de resina epóxi da marca *Epoxtec* (resina 8003 / endurecedor 24). As anteparas do reservatório foram fixadas à tela de vidro com a utilização de resina aderente. A Figura 37 apresenta o aspecto do dispositivo, já com a resina epóxi em seu interior.

Figura 36 - Pastilhas justapostas após o corte dos elementos



O espalhamento da resina e sua posterior cura promoveram o apropriado preenchimento dos vãos. Após a cura da resina, as anteparas do reservatório foram então retiradas e os excessos de resina sobre o eletrodo foram removidos com o emprego de um solvente. Ao fim dessa etapa, os elementos, já apresentavam as condições plenas para receberem os contatos elétricos dos fios condutores.

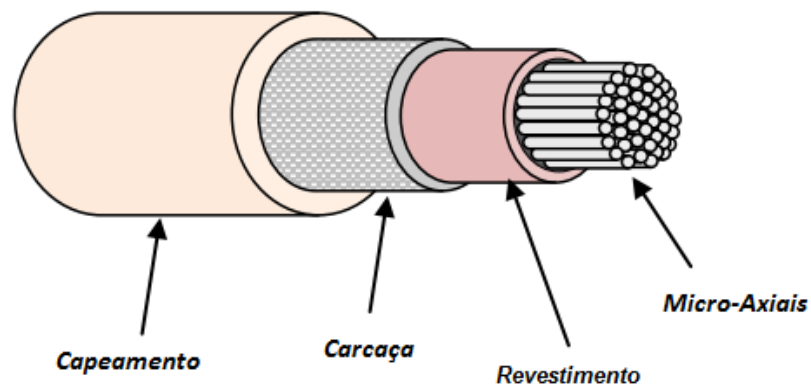
Figura 37 - Dispositivo para preenchimento dos vãos entre elementos



4.3.2. Adaptação do Cabo Multicoaxial

A excitação independente de cada elemento na cerâmica é provida através de cabos microcoaxiais individuais. Para tanto, um cabo multicoaxial flexível, modelo *Probe Cable for Ultrasound Equipment*, da empresa *Hitachi Cable Manchester, Inc.* contendo 64 unidades microcoaxiais precisou ter suas extremidades adaptadas, de modo que cada unidade fosse apropriadamente isolada das demais e preparada para posterior conexão aos elementos. Um diagrama esquemático com as principais camadas do cabo multicoaxial utilizado encontra-se ilustrado na Figura 38.

Figura 38 – Diagrama esquemático das camadas de um cabo multicoaxial

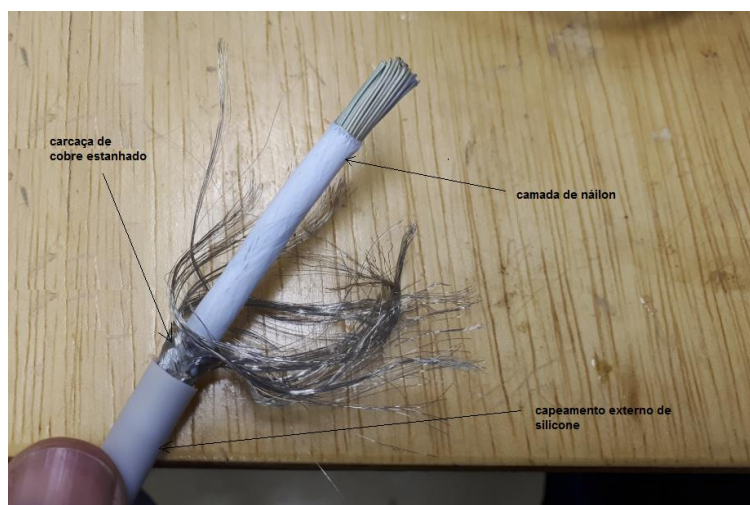


4.3.2.1. Remoção das camadas externas do multicoaxial

A adaptação das extremidades do multicoaxial iniciou-se pela remoção das camadas exteriores do cabo. O capeamento exterior consistia de uma jaqueta de borracha de silicone, de diâmetro médio 6,0 mm, na cor cinza claro. Um comprimento da ordem de 10 cm na extremidade deste capeamento foi então cortado e removido, com o auxílio de um estilete.

A carcaça, abaixo do capeamento, apresentava-se na forma de uma malha trançada formada por fios de cobre estanhado. A malha foi então desentrelaçada com a utilização de uma agulha simples, deixando aparente uma camada de revestimento de náilon na cor branca (Figura 39).

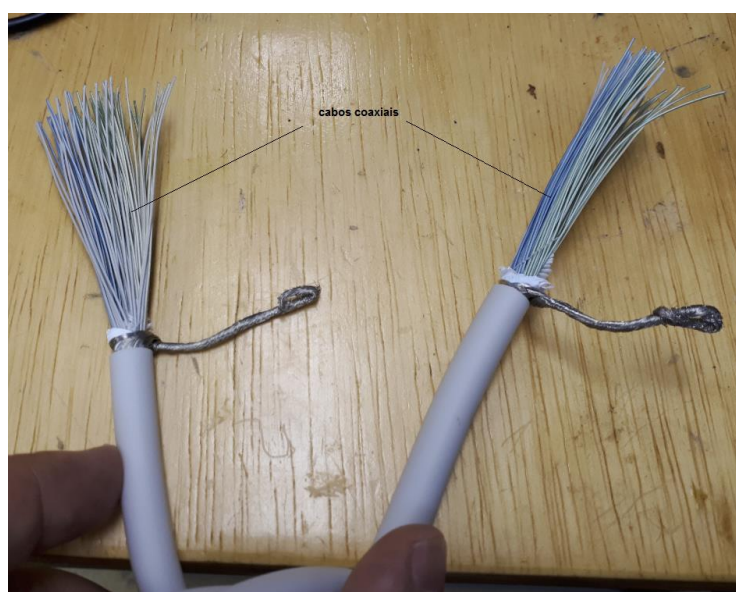
Figura 39 – Multicoaxial após remoção do capeamento externo e desenlace da carcaça



A camada de náilon foi então rasgada e retirada, também com a utilização da agulha, tornando aparentes as unidades microcoaxiais. Os fios de cobre estanhado que formavam a malha foram reagrupados em forma de rolo. Por fim, um aglomerado de linhas de tecido branco que compunham o núcleo do cabo foi também removido, desta vez com o emprego de uma tesoura.

Todos os procedimentos foram então repetidos, para a outra extremidade do cabo. O aspecto final das duas extremidades, com os cabos microcoaxiais já no comprimento adequado para conexão aos elementos, encontra-se ilustrado na Figura 40.

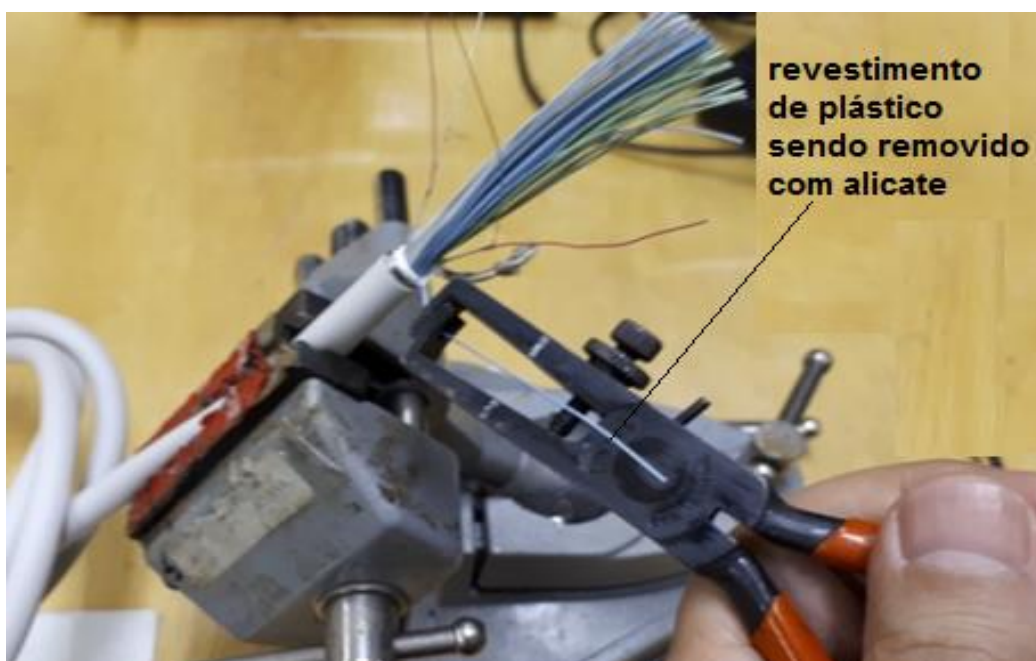
Figura 40 – Extremidades com microcoaxiais com comprimento adequado para conexão



4.3.2.2. *Preparação dos microcoaxiais*

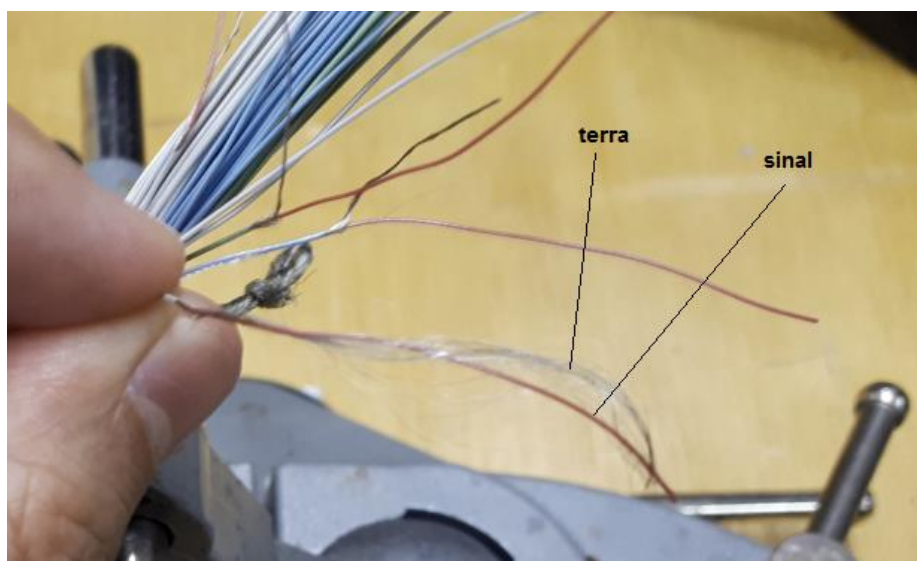
Na etapa seguinte, providenciou-se então a preparação individual de cada unidade microcoaxial do cabo. Inicialmente, o revestimento de plástico de cada uma das unidades teve de ser removido. Utilizou-se para isto um alicate desencapador e uma braçadeira para se manter fixa a extremidade do cabo (Figura 41). Atentou-se para a quantidade a ser removida, de modo que os condutores apresentassem comprimento final suficiente para contatar as faces dos elementos, na posterior etapa de soldagem.

Figura 41 – Unidade coaxial sendo desencapada com o emprego de um alicate



Os elementos constituintes de cada unidade, isto é, o núcleo e a tela envoltória encontravam-se eletricamente isolados por uma capa vermelha. A tela envoltória foi então manualmente separada do núcleo e veio a servir como fio de terra, enquanto o núcleo veio a ser utilizado como o fio para o envio do sinal aos elementos da cerâmica (Figura 42).

Figura 42 – Fases componentes de cada unidade coaxial



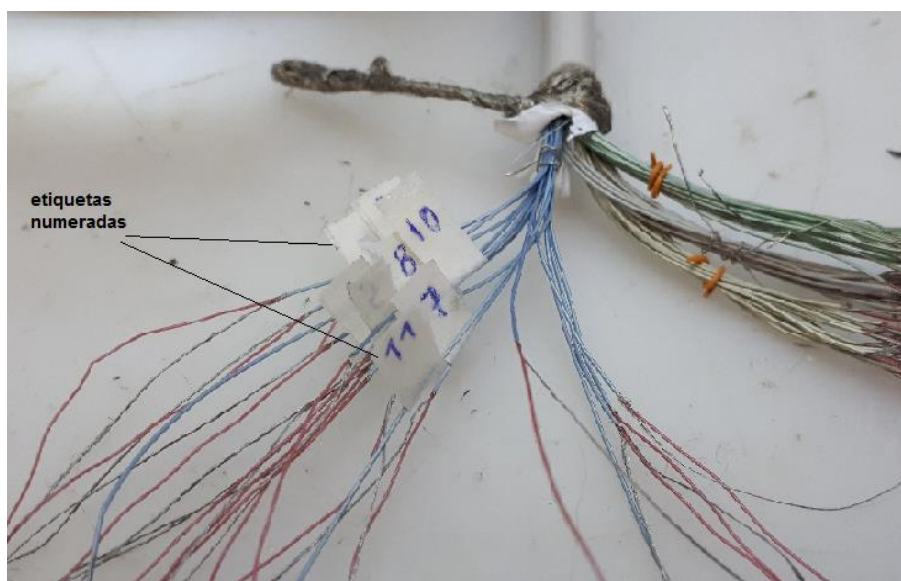
Os fios da tela metálica foram então reagrupados e um ponteio de solda foi feito na extremidade garantindo a união destes (Figura 43).

Figura 43 – Tela metálica reagrupada e ponteadada



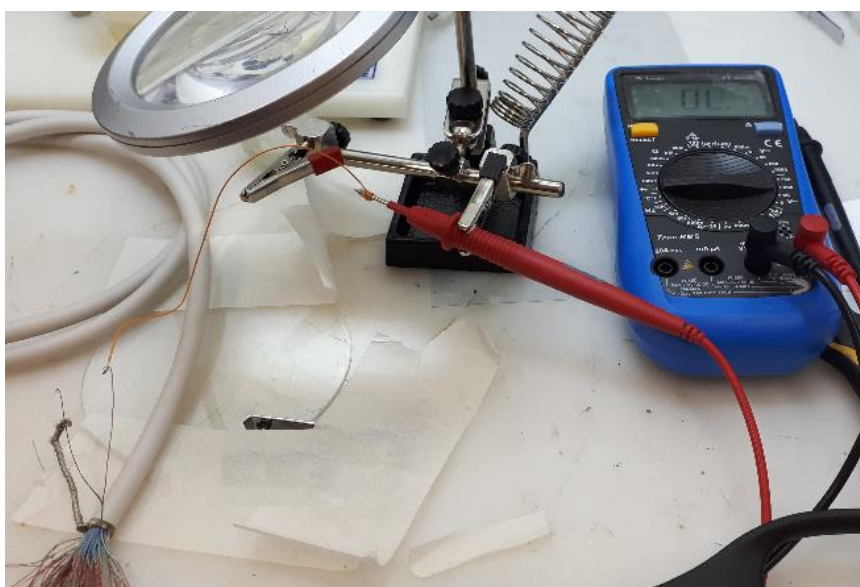
Os procedimentos foram então repetidos em todas as unidades microcoaxiais de ambas as extremidades do cabo.

Figura 44 – Unidade coaxiais identificadas através de etiquetas numeradas



O passo seguinte consistiu na identificação das duas extremidades para uma mesma unidade microcoaxial. Para tanto, as unidades em uma das extremidades do cabo foram numeradas, com a utilização de pequenas etiquetas feitas a mão (Figura 44). Para a identificação do microcoaxial correspondente na outra extremidade, montou-se um aparato conforme ilustrado na Figura 45, incluindo um multímetro para acusar o curto-circuito.

Figura 45 – Aparato para identificação das unidades correspondentes em ambas extremidades



Após a identificação e etiquetagem de ambas as extremidades de cada unidade microcoaxial, pôde-se finalmente conectá-los às faces dos elementos da cerâmica.

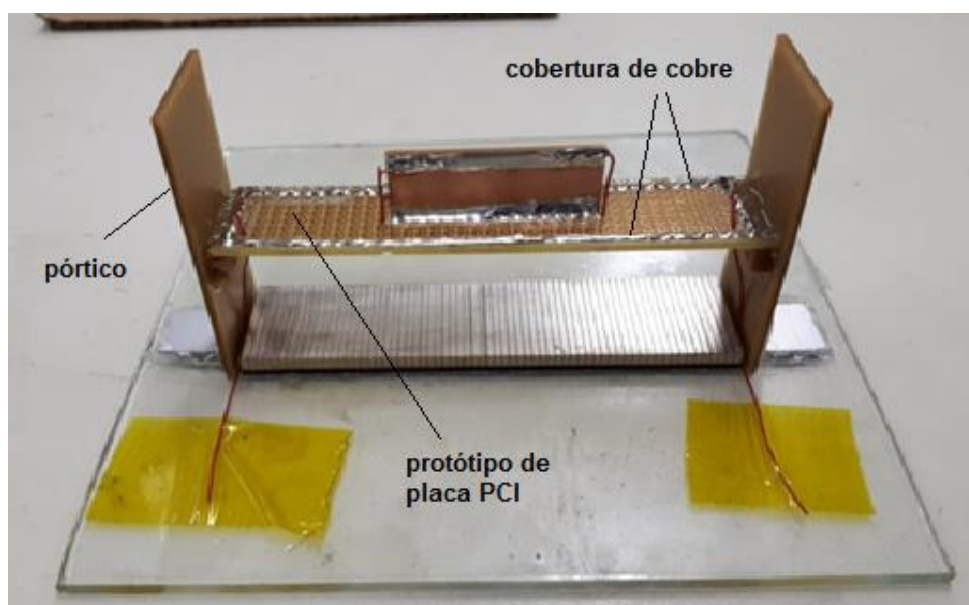
4.3.3. Conexão dos Microcoaxiais aos Elementos

A etapa provavelmente mais desafiadora em todo o processo de fabricação do transmissor consistiu na conexão elétrica dos terminais dos fios de sinal de cada unidade microcoaxial aos elementos da cerâmica.

Uma fina camada condutora de prata (ou ouro) depositada sobre as faces dos elementos da cerâmica serviu como eletrodos dos mesmos. Sobre esses eletrodos, os terminais elétricos dos fios de sinal viriam a ser conectados.

Um dispositivo na forma de pórtico suportando um protótipo de placa PCI foi posicionado sobre a cerâmica (Figura 46) com a finalidade de servir de orientação aos fios de sinal de cada unidade microcoaxial, em direção ao eletrodo correspondente na cerâmica.

Figura 46 – Placas piezelétricas com estrutura montada para guia dos coaxiais

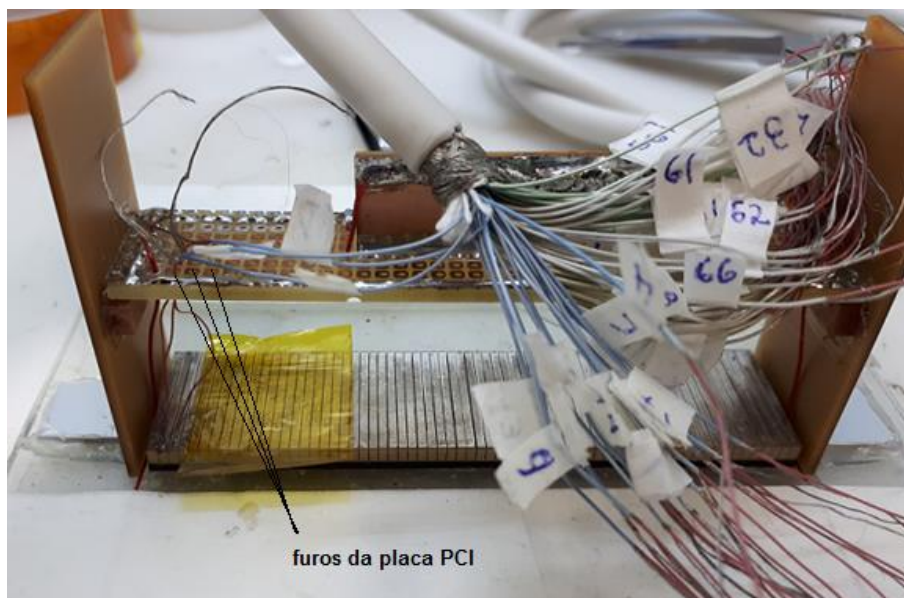


Os fios de sinal (capa vermelha) de cada unidade microcoaxial foram então sendo introduzidos um a um nos furos da placa até que atingissem um comprimento suficiente para a conexão de seus terminais ao eletrodo. Ao mesmo

tempo, os fios de terra de cada unidade iam sendo agrupados entre si para posterior conexão a uma cobertura de cobre depositada sobre o contorno da placa PCI, para aterramento.

Um arranjo da acomodação do conjunto de microcoaxiais encontra-se ilustrado na Figura 47. A partir dessa figura é possível se ter uma ideia de uma das dificuldades encontradas nesta etapa: enquanto se tentava introduzir uma unidade do fio de sinal de um microcoaxial em um dos furos da placa ou se tentava conectar o terminal deste ao eletrodo, as demais unidades deveriam permanecer afastadas de modo a não interferirem no processo. Esse afastamento nem sempre era conseguido com facilidade, especialmente nas fases avançadas do processo, quando muitos fios já haviam sido introduzidos e conectados. Na etapa inicial, conforme observado na figura, ainda era possível se encontrar, com certa facilidade, furos disponíveis e ao mesmo tempo adequadamente localizados para a introdução dos fios. À medida que o processo avançava, essa tarefa ia se tornando desafiadora.

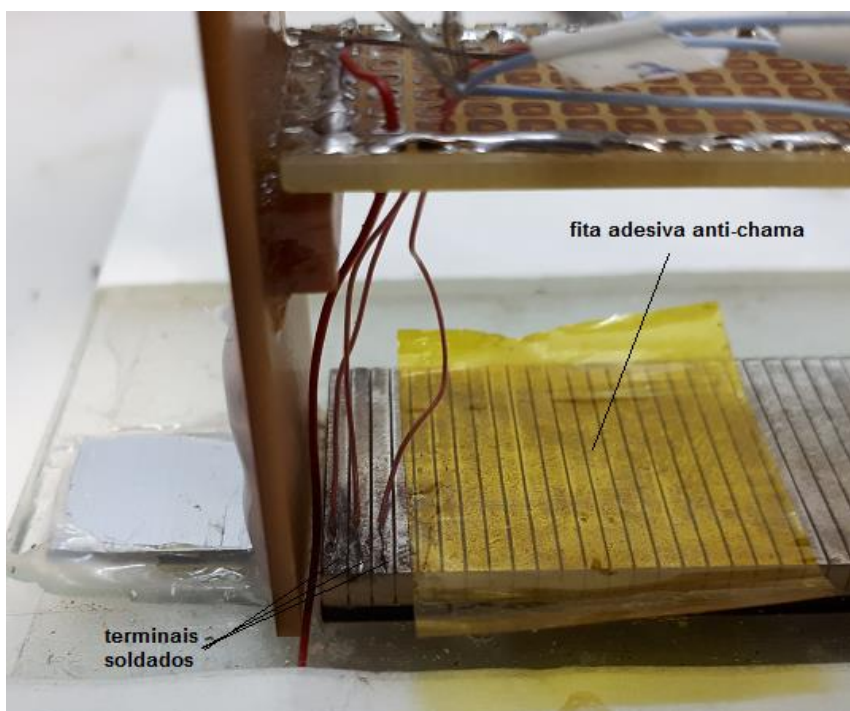
Figura 47 – Arranjo promovido para a inserção dos fios de terra



O processo de conexão utilizado, neste trabalho, foi o de soldagem à quente. Utilizaram-se, para tanto, uma máquina de solda da marca Hikari, modelo HK-937 com uma temperatura de soldagem na casa de 320 Fahrenheit e eletrodos de estanho de 0,8 mm.

Uma fita adesiva antichama e uma pinça invertida auxiliaram no posicionamento dos terminais de cada fio sobre a face do eletrodo correspondente (Figura 48). A fita era fixada com uma de suas bordas em uma posição de aproximadamente dois terços da largura do elemento, de modo que o fio, mantido fixo pela pinça invertida, recaísse aproximadamente sobre a metade do elemento para a soldagem.

Figura 48 – Detalhe dos primeiros terminais soldados aos eletrodos



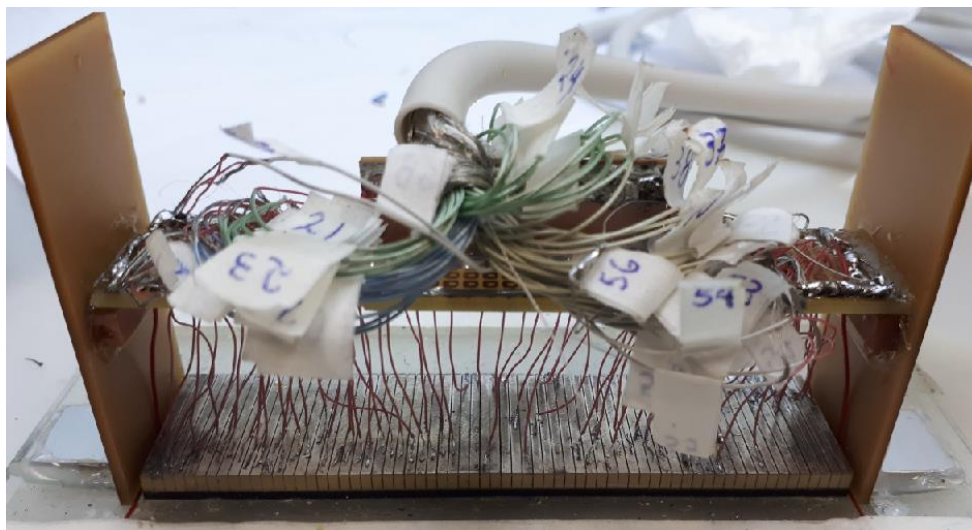
Uma imagem mais aproximada do arranjo permite identificar a fita adesiva na posição indicada e os primeiros fios de sinal já soldados aos eletrodos (Figura 49). Uma lente de aumento também foi providencial neste processo de posicionamento da fita e do terminal dos fios.

Figura 49 – Posicionamento correto da fita adesiva sobre o eletrodo



A Figura 50 mostra o aspecto do conjunto ao fim da etapa de conexão dos fios de sinal dos microcoaxiais sobre os eletrodos dos elementos.

Figura 50 – Conjunto ao fim da etapa de conexão dos microcoaxiais aos eletrodos



A conexão dos eletrodos da face posterior aos fios de terra dos microcoaxiais encontra-se ilustrada Figura 51.

Figura 51 – Conexão dos fios de terra ao eletrodo posterior



4.3.4. Camadas Passivas

Como já mencionado, outras camadas se fazem necessárias para o funcionamento satisfatório de um sistema transmissor piezelétrico. Essas camadas apresentam características passivas com funções de atenuação de energia transmitida em direções contrárias e de casamento da impedância acústica com o meio através do qual se deseja propagar a onda emitida.

Uma breve conceituação teórica será feita de modo a possibilitar a apresentação das características de cada uma. Primeiramente, a impedância acústica Z , em um meio é definida como:

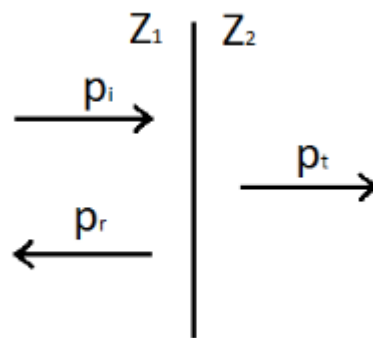
$$Z = \rho c , \quad (37)$$

onde, $\rho =$ densidade do meio

$c =$ velocidade de propagação da onda acústica no meio

A transmissão da energia acústica através da interface de dois meios distintos, e com impedâncias acústicas definidas por Z_1 e Z_2 , pode ser representada pela seguinte configuração (Figura 52):

Figura 52 - Transmissão de onda entre dois meios



onde, $p_i =$ amplitude da onda incidente

$p_r =$ amplitude da onda refletida

$p_t =$ amplitude da onda transmitida

O coeficiente de transmissão pela interface é definido por:

$$T = \frac{p_t}{p_i} = \frac{(2Z_2)}{(Z_1 + Z_2)}, \quad (38)$$

e o coeficiente de reflexão por:

$$R = \frac{p_r}{p_i} = \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_1 + Z_2)}. \quad (39)$$

A partir dessas equações verifica-se que quanto mais próximas forem as impedâncias Z_1 e Z_2 , menor será a reflexão na interface e, conseqüentemente, maior a transmissão de energia através desta. Da mesma forma, quanto maior a diferença, uma maior parcela da energia incidente será refletida na interface, permitindo pouca transmissão.

4.3.4.1. Camada de Casamento

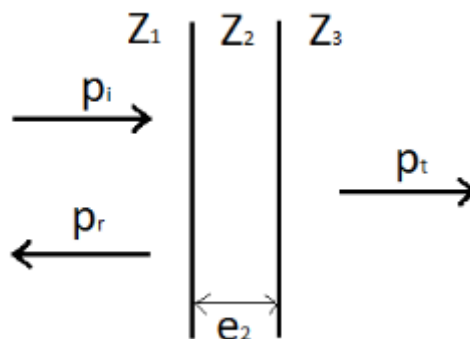
No caso da transmissão através de duas interfaces separando três meios com impedâncias acústicas definidas por Z_1 , Z_2 e Z_3 (Figura 53), para a energia transmitida ser a máxima, requer-se primeiramente que a espessura do meio intermediário (e_2) seja da ordem de um quarto do comprimento de onda acústica neste (λ_2) [19], isto é:

$$e_2 = \lambda_2/4. \quad (40)$$

Além disso, a impedância acústica desse meio intermediário (Z_2) deve ser equivalente à média geométrica das impedâncias acústicas dos demais meios:

$$Z_2 = \sqrt{Z_1 Z_3}. \quad (41)$$

Figura 53 – Transmissão de onda entre três meios



Uma camada com essas características, se inserida entre os dois meios 1 e 3 provê o chamado casamento de impedâncias entre esses dois meios. Uma camada, portanto, com essas características foi posicionada junto à face da cerâmica que estaria em contato com a água, que por sua vez corresponde à face do eletrodo de terra. Esta camada substituiu a peça de fenolite, anteriormente mencionada, servindo ainda como uma proteção frontal externa do transdutor. Os componentes para a formação da camada foram uma mistura

de resina epóxi e pó de alumina. As propriedades estabelecidas para a mistura encontram-se na Tabela 2:

Tabela 2 – Propriedades da camada de casamento

Impedância acústica (Z_2)	5,20 Mrayl
Fração em volume (FV)	0,22
Espessura (e_2) (*)	1,25 mm

(*) $c_2 = 2500$ m/s

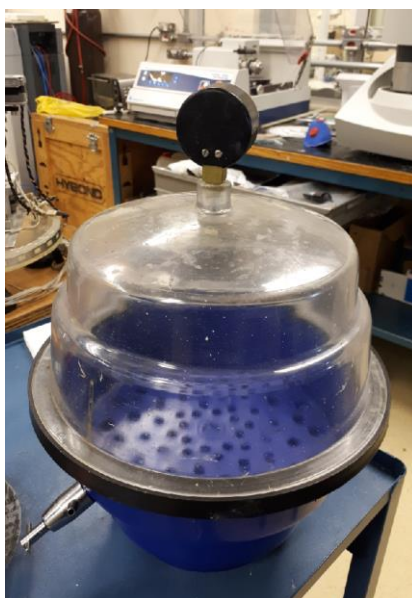
Considerando a impedância acústica da cerâmica Pz37 de 18,0 Mrayl (Tabela 1) e a da água de 1,48 Mrayl, chega-se a uma média geométrica de 5,2 Mrayl. Sendo a velocidade de propagação do ultrassom no material da camada de casamento 2500 m/s e a frequência central do transdutor 500 kHz, obtém-se um comprimento de onda equivalente a 5,0 mm, que dividido por 4 resulta em uma espessura de 1,25 mm. O processo de fabricação da camada se iniciou misturando-se pó de alumina a uma determinada quantidade de resina epóxi, dentro de um copo de plástico (Figura 54). A proporção em massa da alumina foi em torno de 85% à da resina, de modo que 10% desta fosse catalisada com o endurecedor. A mistura foi então agitada com o emprego de uma espátula de metal.

Figura 54 – Mistura da resina epóxi com pó de alumina



As bolhas de ar resultantes da agitação tiveram de ser removidas pelo emprego de uma câmara à vácuo (Figura 55). O tempo total do processo até aqui teve de durar não mais que o tempo de endurecimento da mistura, que gira em torno de 50 minutos.

Figura 55 – Câmara à vácuo para a retirada de bolhas de ar



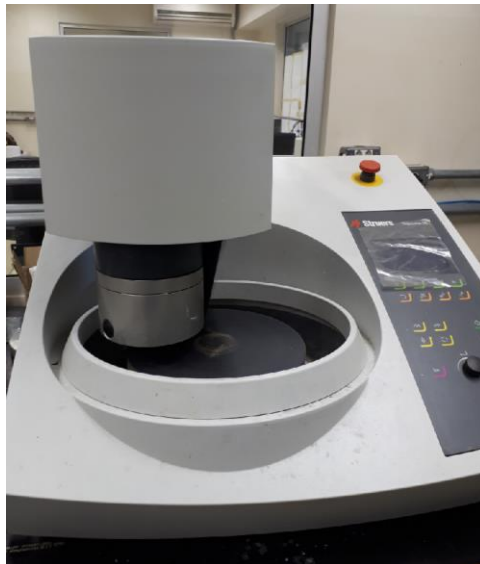
O processo de enchimento com a mistura se deu de maneira semelhante à feita para os vãos interelementos e contou, do mesmo modo, com a montagem de um reservatório no entorno do transdutor (Figura 56). Uma fita impermeável na cor azul colada às bordas das anteparas serviu como nível de referência para garantir a espessura desejada para a camada.

Figura 56 – Antepara e referência de nível para o enchimento do reservatório



Para o lixamento do compósito, as anteparas do reservatório tiveram então de ser removidas. O lixamento foi realizado manualmente, empregando-se uma máquina de desbaste STRUERS modelo Tegramin-25 (Figura 57), tendo sido iniciado apenas no dia seguinte, de modo a se garantir a cura completa da resina.

Figura 57 – Máquina de desbaste utilizada no lixamento do compósito



A máquina foi configurada com uma rotação de 100 rpm e com injeção de água para a devida lubrificação e remoção de fragmentos. O lixamento se deu até que a referência de nível aflorasse, sendo esta então removida.

4.3.4.2. *Camada de Retaguarda*

A excitação do transdutor incorre na propagação de energia acústica em ambas as direções. A parcela que se propaga no sentido contrário ao do meio acústico, ou seja, através da face de retaguarda (correspondente aos eletrodos de sinal) a menos que seja atenuada, pode vir a refletir em algum componente e daí se dirigir ao meio acústico, através da face de vante (correspondente aos eletrodos terra) causando degradação da imagem obtida. Uma camada atenuadora formada por uma mistura de resina epóxi e tungstênio em pó foi, portanto, adicionada junto a esta face de retaguarda. O sinal amortecido nesta camada de retaguarda representa, no entanto, energia nominal perdida [51]. Para se evitar esta perda, por experiência do Laboratório, uma solução consiste

em se especificar um coeficiente de transmissão T da ordem de 50% para a interface, permitindo a transmissão de apenas metade da intensidade gerada e o restante sendo refletido e enviado ao meio acústico. Especificou-se para tanto uma impedância acústica de 9 Mrayl (Tabela 3), equivalente à metade da impedância da cerâmica.

A espessura, por sua vez, foi dimensionada de tal modo que se obtivesse um decaimento da amplitude da onda em relação à amplitude inicial, em torno de 75%, após percorrida duas vezes (ida e volta) a camada de retaguarda. Para uma fração em volume da mistura na ordem de 0,3, tem-se um coeficiente de atenuação de 0,58 Np/cm [52], de onde se chega a uma amplitude de 12 mm (Tabela 3).

Tabela 3 – Propriedades da camada de retaguarda

Impedância acústica ($Z_{backing}$)	9 Mrayl
Fração em volume (FV)	0,3
Espessura ($e_{backing}$) (*)	12 mm

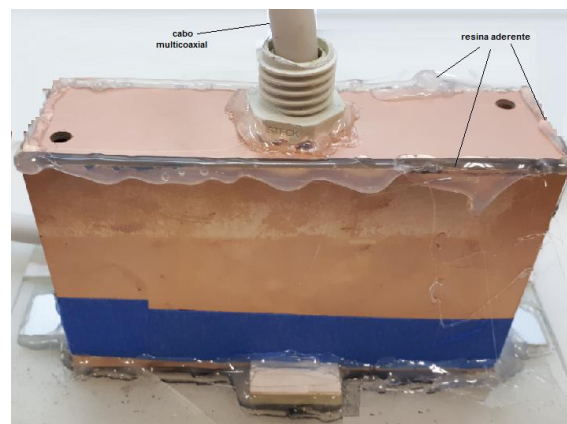
(*) $c_2 = 1000$ m/s

O processo de fabricação desta camada foi similar ao da camada de casamento. A uma determinada quantidade de resina epóxi misturou-se pó de tungstênio. As partículas de pó de tungstênio, no entanto, têm diâmetro duas vezes maior que as de pó de alumina (12 μm e 6 μm , respectivamente), além de apresentarem maior densidade, tornando a mistura mais viscosa e inviabilizando o emprego da máquina à vácuo para a retirada de bolhas de ar. Para evitar a formação de bolhas, portanto, parcelou-se o procedimento em duas etapas. Uma primeira camada com a mistura foi então aplicada e antes que o compósito endurecesse, o conjunto foi colocado em uma mesa rotativa para prover centrifugação. Após o endurecimento, foi então aplicada a segunda camada até a espessura desejada para a retaguarda. O processo de enchimento se deu de maneira semelhante aos feitos anteriormente. Aproveitaram-se, como paredes do reservatório, as anteparas laterais posicionadas para o encapsulamento do conjunto.

4.3.5. Encapsulamento do Conjunto

As anteparas do encapsulamento do conjunto foram fabricadas também a partir de placas PCI de espessura 2,5 mm. As placas foram cortadas nos tamanhos adequados, utilizando-se a máquina automática DISCO DAD322. Uma resina aderente em alta temperatura providenciou a fixação destas entre si (Figura 58). Uma abertura na anteparas superior foi feita para a passagem do cabo multicoaxial.

Figura 58 – Conjunto após receber o encapsulamento



A Figura 59 apresenta o conjunto depois de finalizado o encapsulamento. As dimensões nominais são de 10,5 cm x 6,0 cm x 3,0 cm.

Figura 59 – Conjunto encapsulado



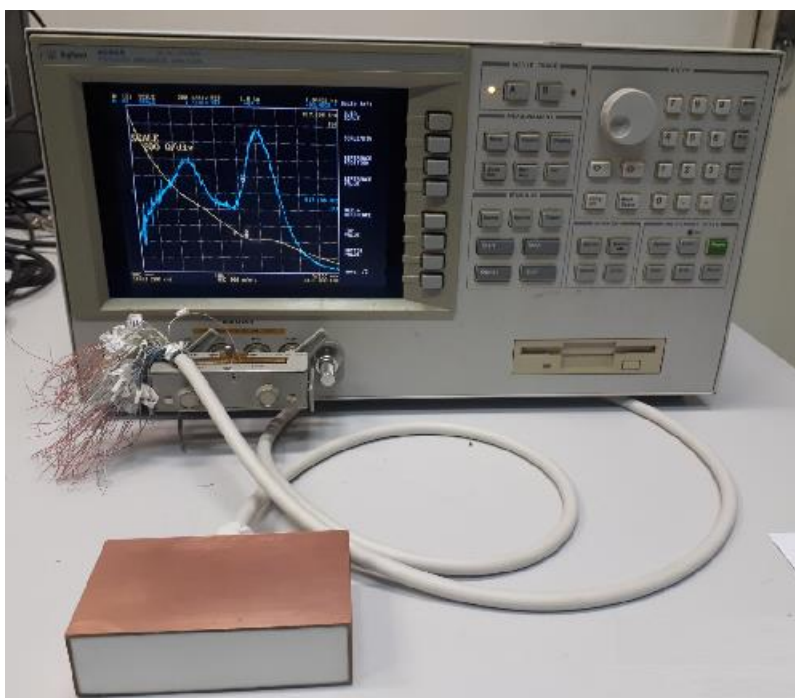
4.4. CARACTERIZAÇÃO DO TRANSMISSOR

De modo a se avaliar o desempenho do transdutor fabricado, submeteu-se o mesmo a testes de caracterização no laboratório. A partir destes, foi possível checar a influência da adição de camadas passivas, elementos ativos adjacentes e cabo multiaxial, na impedância elétrica e na frequência central de cada elemento individual do transdutor. Foi possível ainda se identificar a presença de curtos-circuitos entre elementos adjacentes, decorrentes de pequenas deposições de solda despercebidas durante a fabricação e removê-los. Por fim, foi realizado um teste de imageamento no tanque de imersão.

4.4.1. Características Elétricas

A caracterização elétrica do transmissor foi realizada com o emprego de um analisador de impedâncias da marca AGILENT modelo 4294A (Figura 60), de onde se obtiveram as curvas de magnitude e fase da impedância elétrica para cada um dos 64 elementos, considerando uma faixa de frequências entre 200 kHz e 800 kHz, ou seja, 300 kHz acima e abaixo da frequência central nominal do elemento. Este teste foi feito fora d'água, isto é, transdutor acoplado ao ar.

Figura 60 – Caracterização do transmissor pelo analisador de impedâncias



A Tabela 4 apresenta a média e o desvio padrão da impedância elétrica, magnitude ($|Z|$), fase ($\angle Z$), e da frequência de ressonância obtidos a partir das curvas de impedância elétrica para os 64 elementos.

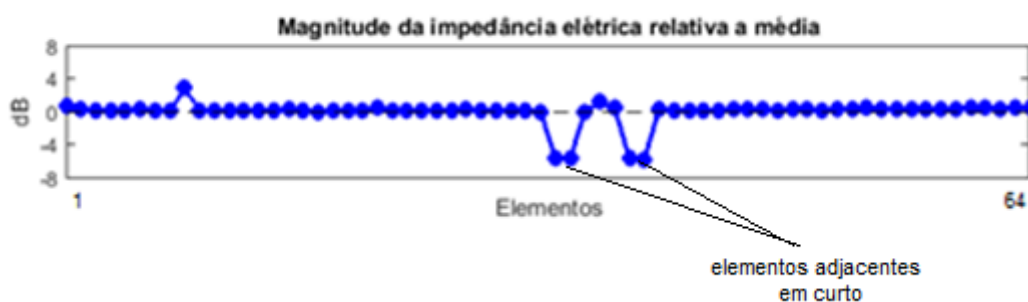
Tabela 4 – Medições elétricas (média e desvio padrão)

Medições Elétricas		
$ Z + \sigma$	997 ± 132	(Ω)
$\angle Z + \sigma$	$-80 \pm 1,6$	($^\circ$)
$f_{res} + \sigma$	547 ± 12	(kHz)

A alteração da frequência central nominal explica-se pela adição das camadas passivas, elementos ativos adjacentes e cabo multicoaxial. O desvio padrão foi da ordem de 2% do valor médio, o que indica que a alteração foi de pequena ordem no comportamento eletromecânico dos elementos.

As magnitudes da impedância elétrica apresentaram um valor médio da ordem de 1,0 k Ω . O desvio padrão acima de 10 % deste pode ser explicado com o auxílio do gráfico da Figura 61, que ilustra a variação da magnitude de cada um dos 64 elementos em relação aos seus respectivos valores médios.

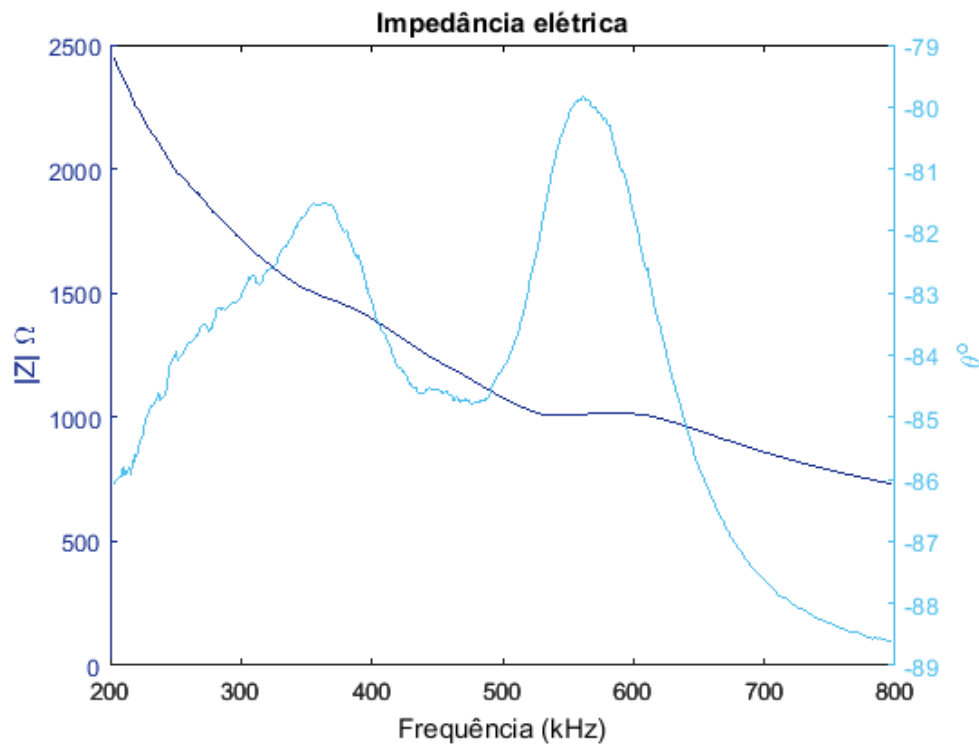
.Figura 61 – Variação da magnitude (dB) da impedância elétrica em relação ao valor médio



É possível verificar-se por este gráfico que alguns elementos adjacentes apresentaram magnitude destoante do valor nominal encontrado para os demais. Os elementos 34 e 35 assim como os elementos 39 e 40 apresentaram uma magnitude em torno de 500 Ω , isto é, a metade da nominal o que representaria alteração de desempenho do *array*. Com a utilização de um multímetro, verificou-se a presença de curto-circuito entre os eletrodos do sinal

dos elementos adjacentes, em cada um dos fios de sinal dos microcoaxiais ligados a esses dois pares. O curto causou uma duplicação de área, porque os elementos passaram a ser excitados simultaneamente, justificando a redução de magnitude pela metade. Apresenta-se na Figura 62 a curva de impedância elétrica medida para o elemento de número 20.

Figura 62 – Curva de magnitude e fase da impedância elétrica para o elemento de número 20

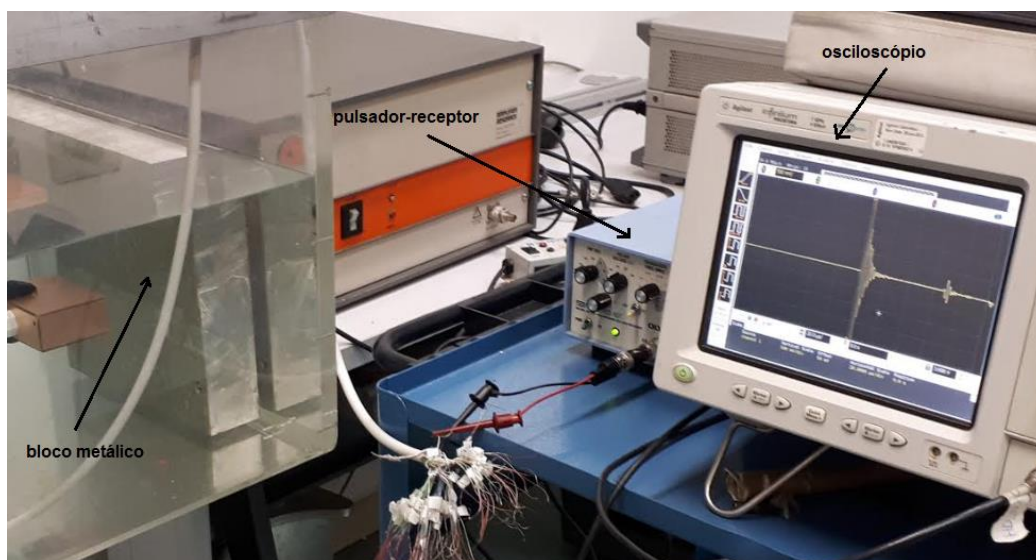


4.4.2. Caracterização Eletroacústica

As características eletroacústicas do transmissor foram identificadas através de ensaios no tanque de imersão do Laboratório, obtendo a resposta dos elementos no modo pulso-eco.

Para a realização dos ensaios, foram utilizados um osciloscópio digital da marca AGILENT Infiniium, modelo MSO8104A, um pulsador-receptor de ondas quadradas da marca PANAMETRICS-NDT, modelo 5077PR e um bloco metálico. O aparato montado é apresentado na Figura 63.

Figura 63 – Arranjo experimental montado para a medição de sinal no modo pulso-eco



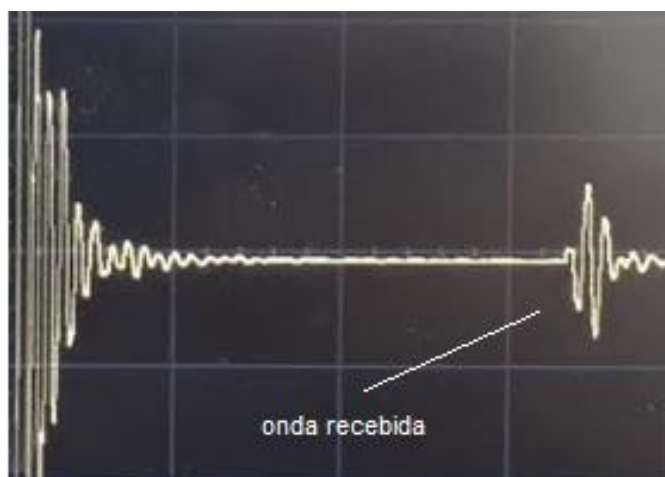
O transmissor foi posicionado no interior do tanque a uma distância aproximada de 100 mm do bloco e orientado paralelamente à face deste (Figura 64).

Figura 64 – Posicionamento do transmissor em relação ao bloco



Os elementos do transmissor eram então um a um excitados por um pulso elétrico negativo de 200 V de intensidade. A onda propagada no meio acústico refletia no bloco e retornava ao elemento excitado, onde era medida em tensão elétrica pelo pulsador-receptor. O osciloscópio apresentava as formas de onda recebida que eram armazenadas em um arquivo (Figura 65).

Figura 65 – Forma de onda recebida para o elemento de número 20



Uma rotina implementada em MATLAB extraía desses arquivos a voltagem pico-a-pico e o espectro de frequência para cada elemento. A Tabela 5 apresenta os valores de média e desvio padrão da tensão elétrica pico a pico (V_{PP}), largura de banda (BW) e frequência central (f_c) no modo espessura, que foram obtidos a partir das formas de onda medidas considerando os 64 elementos.

Tabela 5 – Medições elétricas (média e desvio padrão) – todos os 64 elementos

Medições Elétricas		
$V_{PP} + \sigma$	770 ± 346	(mV)
$BW + \sigma$	$56,8 \pm 3,2$	(%)
$f_c + \sigma$	$458 \pm 7,2$	(kHz)

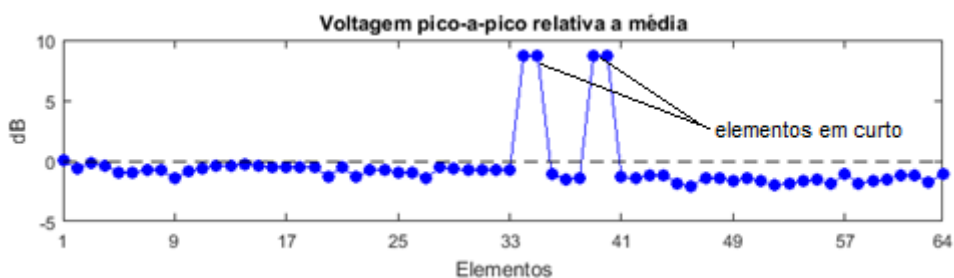
De modo a se verificar a influência dos quatro elementos em curto, as mesmas estatísticas foram então feitas para o transmissor excetuando-se estes elementos. A Tabela 6 apresenta os novos valores calculados.

Tabela 6 – Medições elétricas (média e desvio-padrão) – excetuando-se elementos em curto

Medições Elétricas	
$V_{PP} + \sigma$	680 ± 41 (mV)
$BW + \sigma$	$56,8 \pm 3,2$ (%)
$f_c + \sigma$	$458 \pm 7,2$ (kHz)

O gráfico da Figura 66 apresenta a diferença de tensão elétrica pico-a-pico, para cada elemento do transmissor, em relação ao valor médio do conjunto. Os elementos em curto estão indicados na figura.

Figura 66 – Tensão pico-a-pico em comparação com a média



Apresentam-se também uma comparação de largura de banda (Figura 67) e frequência central (Figura 68) em relação ao valor médio para cada um dos 64 elementos.

Figura 67 – Diferença em largura de banda em comparação com a média

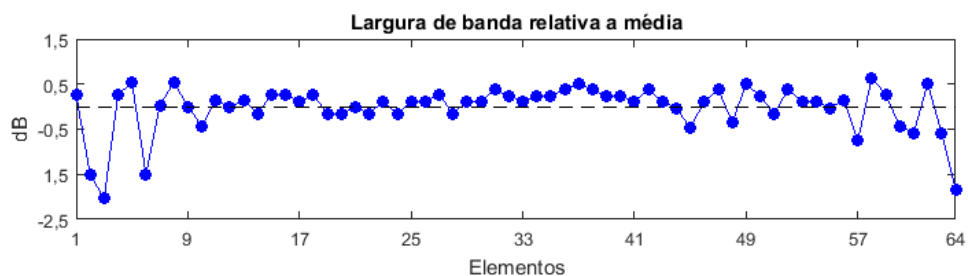
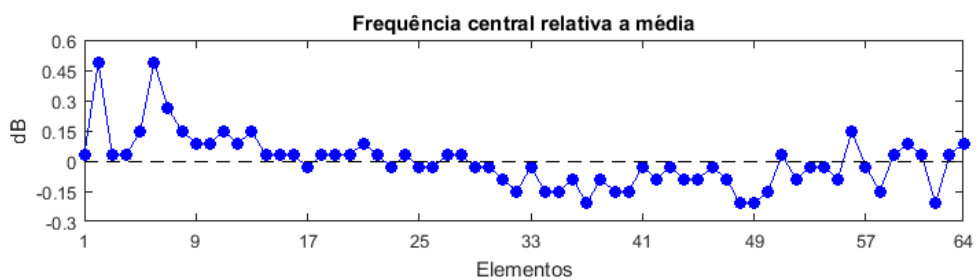


Figura 68 - Diferença frequência central em comparação com a média



A forma de onda do pulso-eco e o espectro de frequência calculado para os elementos 1 (Figura 69) e 20 (Figura 70) e para os elementos em curto 34 (Figura 71) e 35 (Figura 72) serão apresentadas a seguir:

Figura 69 - Forma de onda e espectro de frequência para o elemento 1

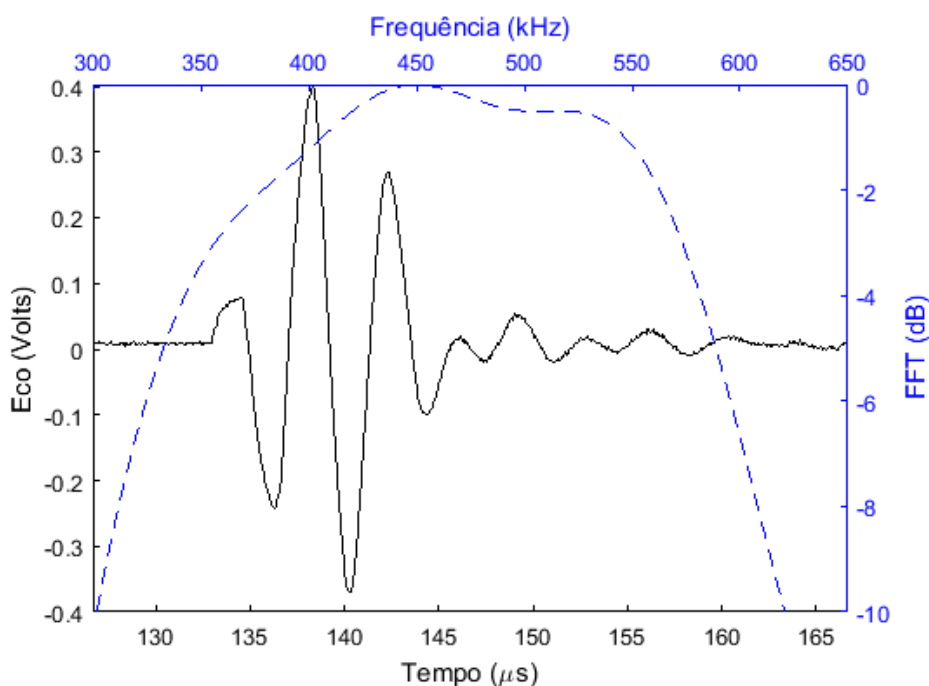


Figura 70 – Forma de onda e espectro de frequência para o elemento 20

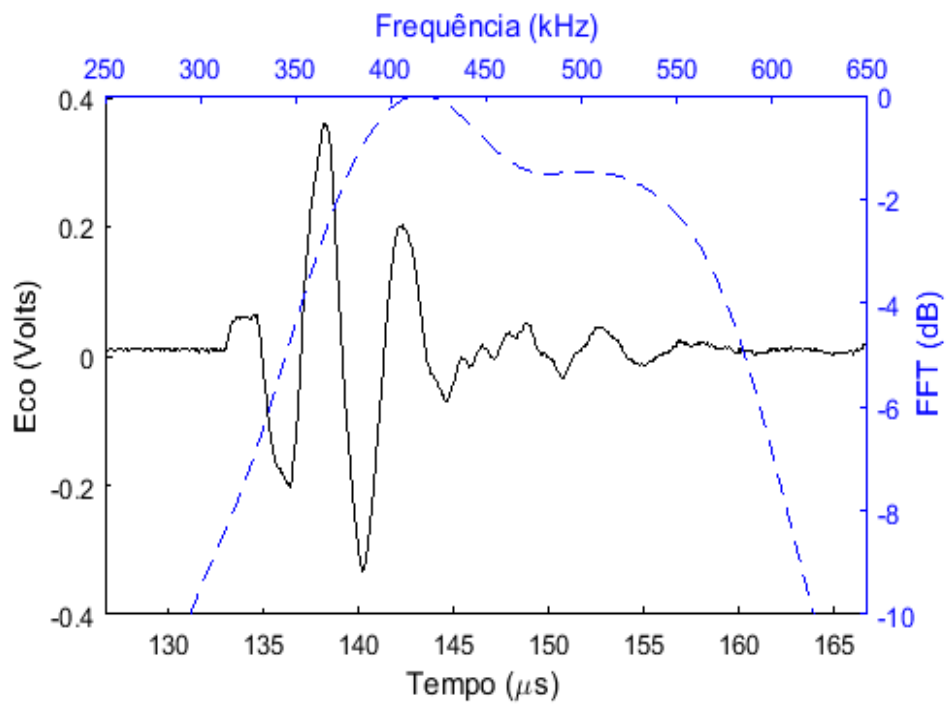


Figura 71 – Forma de onda e espectro de frequência para o elemento 34

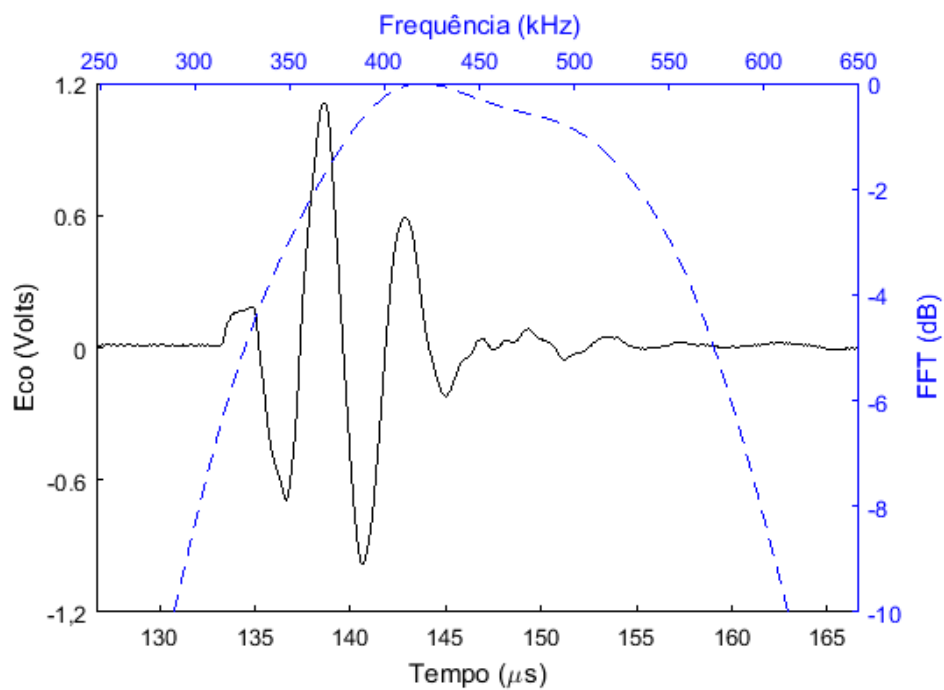
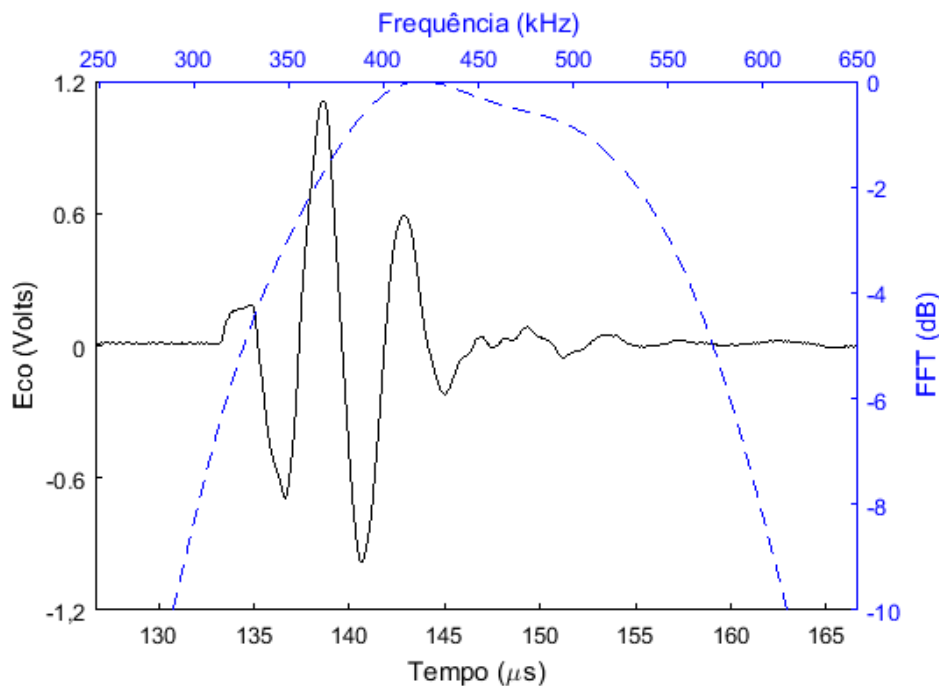


Figura 72 – Forma de onda e espectro de frequência para o elemento 35



É possível se verificar a diferença de frequência central e de largura de banda entre os elementos sem curto (1 e 20) e os que apresentavam curto-circuito. Como os elementos em curto-circuito (34 e 35) passaram a operar juntos, com o dobro da área, a energia transmitida para o meio e a sensibilidade na recepção do sinal aumentaram, resultando em um sinal três vezes maior que a dos outros elementos. As Figuras 68 e 69 mostram que as formas de onda são as mesmas para os elementos em curto-circuito, pois não se consegue excitá-los independentemente.

4.4.3. Testes de Imageamento

A tarefa do imageamento subaquático, tal qual em aplicações ultrassônicas biomédicas e industriais, consiste na estimação e apresentação gráfica do cenário real do “campo de visão” do sonar, a partir do processamento dos ecos dos elementos do *array*, de modo a se maximizar a resolução em direção (resolução angular ou lateral) e em distância (resolução axial ou de alcance), sem o comprometimento da intensidade e da relação sinal-ruído. A resolução de um sistema de imageamento pode ser definida por sua capacidade

ou poder de discriminação entre dois objetos próximos. A resolução em distância depende da largura de banda do sinal. Sinais de banda larga, isto é, com uma menor duração temporal do pulso, apresentam melhor discriminação axial. Por outro lado, sinais de banda estreita, apresentam espalhamento espectral menor, resultando em maior intensidade do sinal na região da frequência central e em uma faixa de operação menos suscetível a ruídos, melhorando a relação sinal-ruído. A resolução lateral depende da largura do feixe, que por sua vez, é função inversa da razão entre a abertura e o comprimento de onda empregados. Quanto maior esta razão, mais estreito o feixe e maior a discriminação angular. Como já visto, feixes estreitos podem originar, no entanto, os indesejáveis lóbulos laterais.

A fim de se verificar a resolução do transdutor fabricado, alguns testes com sinais de pulso-eco foram realizados nas premissas do Laboratório, utilizando-se o tanque de imersão e o pulsador-receptor de ondas quadradas da marca PANAMETRICS-NDT, modelo 5077PR previamente apresentados na Figura 63. A primeira opção para objetos a serem detectados no teste consistia de 2 blocos metálicos de superfícies lisas, similares ao utilizado na caracterização eletroacústica (4.4.2). No entanto, justamente por apresentarem rugosidade superficial baixa, nas incidências oblíquas, os ecos acabariam não sendo devolvidos para o transdutor, perdendo-se parcela da energia emitida. Blocos de barro (tijolos), no entanto, além de mais porosos, apresentam ranhuras em sua superfície o que favorece a reflexão difusa dos ecos, aumentando a parcela de energia devolvida ao transdutor. Além disso, esta geometria é mais representativa do material encontrado no meio subaquático, constituída por margens e leitos arenosos e argilosos e construções em concreto e cimento (pilar de ponte, barragens, etc...). Com isso, foram selecionados 2 tijolos de dimensões 110 mm por 130 mm.

A posição longitudinal dos blocos no tanque foi selecionada de modo que ambos os blocos se encontrassem no campo distante do transdutor, isto é, além do foco natural deste, uma vez que esta é a situação mais comum em imageamento subaquático, mesmo em águas rasas. O foco natural (*NF limit*) para o transdutor deste trabalho foi calculado pela ASTM 1065:

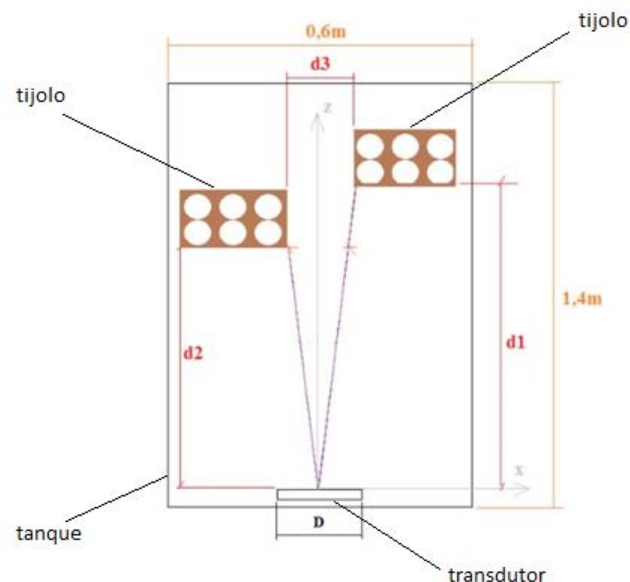
$$NF \text{ limit} = 1,35 (D^2/4\lambda) = 1,037 \text{ m} \quad . \quad (42)$$

O bloco 1 foi colocado o mais distante possível do transdutor dentro do tanque, que possui um comprimento de 1,4 m. Decidiu-se posicionar o bloco 2 um pouco mais próximo ao transdutor (d_2), de modo a se verificar se os dois blocos estão discriminados na imagem, que é o indicativo da resolução em distância do transdutor para o pulso selecionado. Quanto ao posicionamento lateral, os blocos foram afastados um pouco além da resolução angular do transdutor, calculada segundo o critério de Rayleigh:

$$\text{Res. Ang.} = \frac{\lambda}{D} = 1,79 \text{ graus} \quad . \quad (43)$$

O esquema montado no Laboratório para a implementação dos testes de imageamento encontra-se ilustrado na Figura 73.

Figura 73 – Disposição dos 2 blocos de barro (tijolos) para teste de imageamento



onde,

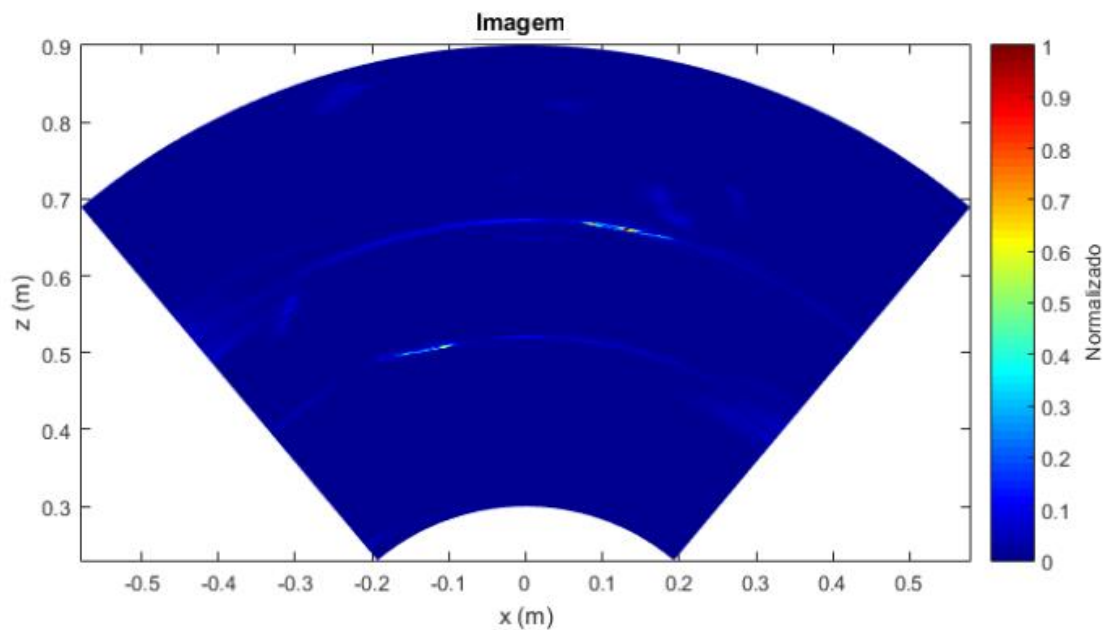
$$d1 = 1,3 \text{ m}$$

$$d2 = 1,05 \text{ m}$$

$$d3 = 0,1 \text{ m}$$

A imagem obtida com o teste encontra-se ilustrada na Figura 74. É possível se verificar nesta a discriminação dos 2 tijolos conforme posicionados no tanque. No entanto, é possível se perceber a presença de ruídos circunferenciais causados pela ampliação da largura do feixe para ecos em deflexão, o que a deprecia a identificação dos contornos dos objetos imageados.

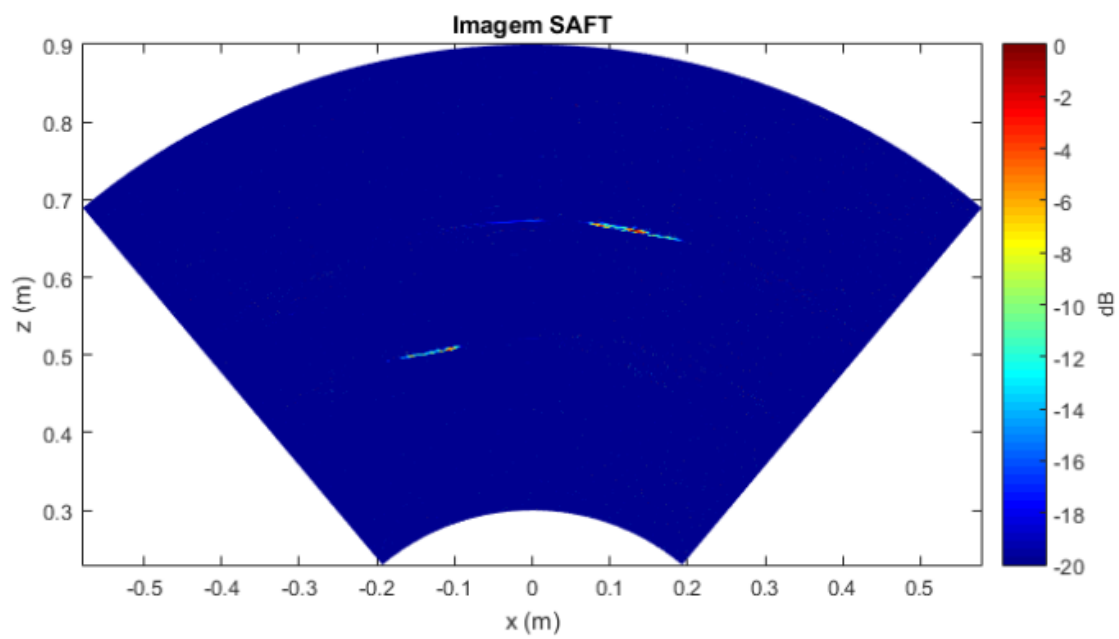
Figura 74 – Imagem obtida no teste (sem processamento de sinal)



Uma técnica de processamento de sinal utilizando focagem da abertura sintética (SAFT) [53] foi então aplicada na imagem obtida, de modo a se reduzir sinteticamente a largura dos feixes, através da movimentação lateral do transdutor, de modo a simular uma maior abertura do mesmo.

A Figura 75 apresenta a imagem obtida com a implementação da técnica SAFT na imagem previamente obtida. É possível se notar a redução nos ruídos circunferenciais da imagem processada, possibilitando uma melhor definição do contorno do objeto e com isso aumentando a resolução lateral do transdutor construído.

Figura 75 – Imagem obtida no teste (com técnica SAFT)



Capítulo 5.

DESENVOLVIMENTO DO HIDROFONE

Este capítulo tem o objetivo de descrever as etapas decorridas no processo de desenvolvimento do hidrofone deste trabalho, que como já mencionado consistiu de um hidrofone do tipo agulha com elemento ativo na forma de película piezopolimérica. O hidrofone é, em um par transmissor-receptor subaquático, o transdutor responsável pela recepção, tendo, portanto, a tarefa de identificar o campo acústico criado pela excitação do transmissor. Com a finalidade de apresentar qualitativamente o campo acústico a ser recebido por um hidrofone pontual tal qual o desenvolvido, o capítulo iniciar-se-á por uma apresentação teórica da descrição de um campo gerado por transmissores de geometrias diversas, começando por monoelementos genéricos e terminando num multielemento linear de elementos retangulares esbeltos, tal qual o desenvolvido também neste trabalho. Após esta descrição, apresentam-se as etapas de fabricação e teste do hidrofone.

5.1. DESCRIÇÃO DO CAMPO ACÚSTICO

A modelagem analítica vem se mostrando, ao longo das últimas décadas, uma confiável ferramenta para se descrever um campo acústico. A modelagem permite a predição do campo gerado a partir da excitação de uma determinada geometria de transmissor.

Dentre os diversos modelos teóricos disponíveis na literatura, o método da resposta impulsiva foi o selecionado para este trabalho, devido principalmente à sua simplicidade e à quantidade de material bibliográfico encontrado. Um resumo da teoria e aplicações desse método serão devidamente descritos considerando diferentes geometrias de transmissor. A partir dos fundamentos do método, códigos foram então implementados na ferramenta MATLAB para um transmissor de configuração similar ao desenvolvido neste trabalho. Seus resultados serão também apresentados. Antes disso, porém, uma breve revisão da literatura técnica a respeito das teorias para descrição de campos acústicos será apresentada, de modo a situar o método selecionado perante as demais abordagens sobre o assunto.

5.1.1. Revisão da Literatura

Os estudos para a descrição de um campo acústico gerado por transdutores de geometria retangular iniciaram-se na década de 1960, quando Freedman fez comparações entre transdutores com esta geometria e os com geometria circular utilizando para tanto a teoria do pistão plano. Desse estudo concluiu-se que o comportamento de um pistão plano retangular produz, na região de campo próximo, uma melhor aproximação para uma frente de onda plana [54].

Em 1971, Stepanishen apresentou o método da resposta impulsiva para algumas geometrias de pistão plano, fazendo uso de uma integral de superfície simplificada por uma transformação de coordenadas resultante da aplicação das funções de Green. O campo distante gerado por um transdutor retangular é apresentado considerando excitações pulsada e contínua [55]. Uma solução analítica para a resposta impulsiva de um transdutor retangular, na região de campo próximo, foi então apresentada por Lockwood e Willette [56].

Uma comparação entre as formas de onda obtidas na modelagem teórica e as obtidas através de ensaios experimentais, considerando os modos de transmissão e recepção de uma onda impulsiva com um receptor pontual, foi apresentada por Hayman e Weight. Discussões sobre o efeito da frente de onda e sobre os campos gerados por transdutores de geometria circular e quadrada são também apresentadas [57]. Nos anos 1980, Harris divulga novos trabalhos, onde apresenta os fundamentos matemáticos dos principais métodos de cálculo do campo acústico (integral de superfície de Rayleigh, integral de King, solução de Schoch e integral de convolução) especificamente para os casos de excitação transiente. Um modelo teórico baseado na resposta impulsiva é também apresentado para um campo gerado a partir de um pistão plano [58].

Um modelo da resposta impulsiva no modo pulso-eco de uma onda refletida por alvos sólidos pontuais e finitos de dimensões variadas e imersos em meio fluido é apresentado por MacLaren e Weight, ao fim da década de 1980. Interferências destrutivas e construtivas das ondas plana e de borda são discutidas. Demonstra-se que a forma de onda refletida por uma geometria definida independe do coeficiente de reflexão do alvo e que, além disso, apenas a amplitude do sinal do eco é afetada pelas propriedades acústicas do alvo [59].

Ainda no fim da década de 1980, o comportamento de arrays para a geração de imagens é analisado com o objetivo de otimizar as características de seus elementos transdutores [60].

Soluções exatas para as respostas impulsivas do potencial de velocidades e do campo de pressões são apresentadas, em 1992, para transdutores retangulares e condições de contorno baseados na presença de refletores rígidos [61]. Uma metodologia de cálculo do campo acústico para transdutores de geometria arbitrária, apodizada através da segmentação do transdutor em pequenos quadrados, foi apresentada neste mesmo ano. Através da transformada de Fourier, a resposta da onda contínua foi encontrada, podendo qualquer excitação do transdutor ser considerada [62]. Posteriormente, uma metodologia para transdutores de elementos triangulares foi desenvolvida por Jensen, valendo-se de uma abordagem similar à usada por San Emeterio e Gómez-Ullate [63]. No trabalho de Shung e Zipparo, são descritos diferentes tipos de transdutores e fatores que influenciam a formação de imagens ultrassônicas [64].

A transmissão, a recepção e o processamento de sinais gerados por um *array* foi então apresentado por Gomez-Ullate [65]. O método da representação discreta, uma alternativa para o cálculo da pressão acústica gerada por um transdutor de geometria arbitrária, é apresentado por Piwakowski [66]. A pesquisa e o desenvolvimento da tecnologia de arrays, no que se refere a projeto, modelagem, fabricação e processamento de sinais, foram revisados no artigo de Drinkwater e Wilcox, com especial atenção à modelagem do campo acústico gerado por transdutores [67].

Um novo modelo baseado na teoria da resposta impulsiva foi desenvolvido, em 2004, por Neild e Hutchins. O modelo permite calcular os sinais transmitidos por uma abertura retangular e detectados por um receptor retangular de dimensões finitas, por meio da integração da resposta impulsiva sobre a face do transdutor. De modo a simplificar a integração, a abertura do receptor é discretizada em um conjunto de elementos. Combinando-se os resultados dos elementos, obtém-se a resposta global. A validade do método foi testada e confirmada quando se comparou a pressão prevista com os resultados das medidas experimentais [68].

Os princípios básicos dos projetos de um transdutor multielementos foram apresentados em um artigo de Lee e Choi. Neste artigo, pesquisa-se a relação dos principais parâmetros de projeto de um array (número de elementos, espaçamento interelementos, etc...) com a deflexão e focalização dos feixes gerados [69]. Uma revisão das técnicas de imageamento ultrassônico, dentre elas a modelagem pela teoria da resposta impulsiva, soluções analítica e numérica, focalização baseada na soma e atrasos de sinais e estatística de reconstrução de imagens, foi apresentada na tese de Lingvall [70].

5.1.2. Método da Resposta Impulsiva

Dentre as diversas abordagens apresentadas na revisão da literatura, o método da resposta impulsiva é uma das que apresenta aplicação mais genérica. Sua utilização não oferece restrições quanto à posição do ponto de interesse (ponto no campo próximo ou no campo distante) e nem quanto à forma do sinal fonte (pulsado ou harmônico). O método permite separar os efeitos resultantes da geometria do sistema (posição do ponto no campo, geometria do elemento) e os da forma particular do sinal fonte, facilitando a análise do campo.

O método nada mais é do que uma analogia à resposta impulsiva temporal, oriunda da teoria dos circuitos lineares, que diz que a resposta, $y(t)$, de um sistema linear invariante no tempo para um sinal de excitação, $x(t)$, é a convolução de $x(t)$ com a resposta impulsiva deste sistema [55]. A resposta impulsiva, por sua vez, é a resposta a um impulso unitário, representado na matemática pela função delta de Dirac, $\delta(t)$.

5.1.3. Campo Acústico - Elemento de Geometria Genérica

A Figura 76 apresenta os principais parâmetros usados na descrição do campo acústico gerado por um elemento plano de geometria arbitrária. Foi empregado o método da resposta impulsiva, admitindo-se a hipótese do pistão plano, isto é, a de que todos os pontos da face do elemento movem-se com mesma velocidade e fase e de que o mesmo encontra-se circundado por um refletor rígido infinito. Nessa figura, \mathbf{R} é o vetor posição do ponto de interesse M ;

\mathbf{R}' é o vetor posição de um ponto da superfície do elemento e \mathbf{R}'' a diferença $\mathbf{R}' - \mathbf{R}$; $p(\mathbf{R}, t)$ é a pressão acústica calculada no ponto M e v é a componente da velocidade normal ao plano da superfície do elemento.

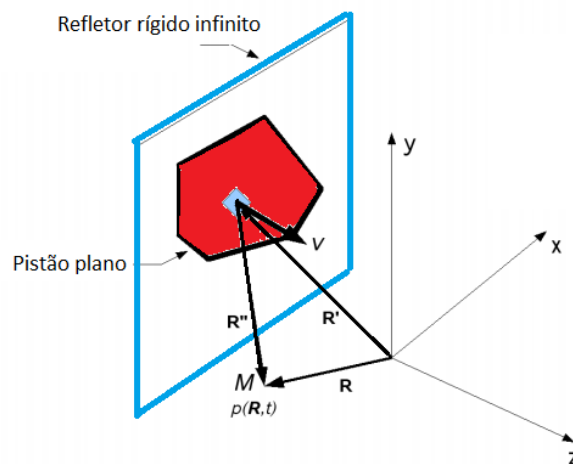
Considerando o campo acústico como um meio adiabático, isotrópico, não viscoso, homogêneo, perfeitamente elástico e com pequenos deslocamentos das partículas fluidas, a equação da pressão instantânea, $p(\mathbf{R}, t)$ é dada por:

$$p(\mathbf{R}, t) = \rho \frac{\partial \phi(\mathbf{R}, t)}{\partial x}, \quad (44)$$

onde ρ é a densidade do fluido e ϕ é o potencial de velocidades, definido por:

$$\phi(\mathbf{R}, t) = -\nabla v(\mathbf{R}, t), \quad (45)$$

Figura 76 – Transdutor plano de geometria arbitrária



O cálculo da distribuição de pressões tem como ponto de partida a integral de Rayleigh. Essa integral expressa o potencial de velocidades num ponto do campo acústico, considerando as contribuições de fontes simples elementares infinitesimais de área dS , irradiando ondas semiesféricas no meio:

$$\phi(\mathbf{R}, t) = \frac{1}{2\pi} \oint_S \frac{v(\mathbf{R}', t - \frac{|\mathbf{R}-\mathbf{R}'|}{c})}{|\mathbf{R}-\mathbf{R}'|} dS, \quad (46)$$

onde c é a velocidade de propagação no meio e S é a área da face do elemento. O desenvolvimento matemático até se chegar a esta integral está descrito por Stepanishen [55]. A pressão no campo é abordada tal como no clássico problema de valor de contorno (*boundary-value problem*) em termos do potencial de velocidades, $\phi(\mathbf{x}, t)$. Utilizando a abordagem da função de Green, o potencial de velocidades é definido como:

$$\phi(\mathbf{x}, t) = \int_0^t \mathbf{v}(t_0) \cdot dt_0 \int_{\sigma} G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0) \cdot d\mathbf{S}, \quad (47)$$

onde $\mathbf{v}(t)$ é a velocidade uniforme ao longo da face do pistão, σ a área do pistão, $d\mathbf{S}$ a área elementar e $G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0)$ a função de Green:

$$G(\mathbf{x}, t | \mathbf{x}_0, t_0) = \frac{1}{2\pi} \frac{\delta(t - t_0 - \frac{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_0|}{c})}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_0|}, \quad (48)$$

onde c é a velocidade de propagação no meio e $|\mathbf{x} - \mathbf{x}_0|$ a distância entre $d\mathbf{S}$ e o ponto de interesse no campo [71]. No caso de se ter um impulso como sinal de excitação e um elemento comportando-se como um pistão plano, a integral assume a forma:

$$\phi_i(\mathbf{R}, t) = \frac{1}{2\pi} \oint_S \frac{\delta(t - (\frac{|\mathbf{R} - \mathbf{R}'|}{c}))}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}'|} d\mathbf{S}, \quad (49)$$

onde $\phi_i(\mathbf{R}, t)$ representa a resposta impulsiva, isto é, a resposta a um impulso, do potencial de velocidades do campo. Mudando a variável de integração, é possível transformar esta integral de superfície em uma integral simples:

$$\phi_i(\mathbf{R}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^t \Omega(ct') \delta(t' - (\frac{|\mathbf{R} - \mathbf{R}'|}{c})) c dt', \quad (50)$$

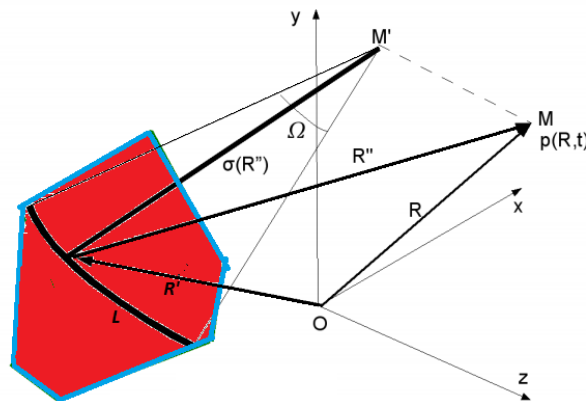
onde $\Omega(ct')$ consiste no ângulo dos arcos com centro em M' , limitados pelo contorno do elemento (Figura 77), sendo M' a projeção do ponto M de

observação sobre o plano da face do elemento e $\sigma(\mathbf{R}'')$ o raio do arco. Manipulando-se a integral no tempo, chega-se a uma forma ainda mais simples para a resposta impulsiva:

$$\phi_i(\mathbf{R}, t) = \frac{c}{2\pi} \Omega(ct) , \quad (51)$$

de onde se conclui que a resposta impulsiva depende da geometria do elemento, da posição do ponto M de interesse e da velocidade de propagação no meio, tornando $\Omega(ct)$ o objeto central de estudo na análise de campos acústicos.

Figura 77 – Transdutor plano de geometria arbitrária e arco L



Valendo-se das propriedades de convolução, pode-se então expressar o potencial de velocidades, $\phi(\mathbf{R}, t)$, dada uma entrada qualquer $v(t)$:

$$\phi(\mathbf{R}, t) = v(t) * \phi_i(\mathbf{R}, t) , \quad (52)$$

onde $*$ representa a operação de convolução. Por fim, utilizando a expressão da pressão, apresentada na Equação 42, e valendo-se novamente da abordagem da convolução, obtém-se a pressão no campo:

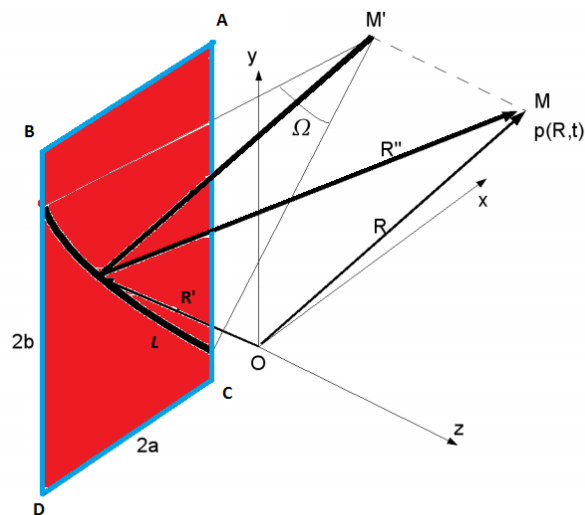
$$p(\mathbf{R}, t) = v(t) * p_i(\mathbf{R}, t) , \quad (53)$$

onde p_i é a resposta impulsiva de pressão.

5.1.4. Campo Acústico - Elemento Retangular Esbelto

Assumindo as mesmas hipóteses do caso da abertura genérica, é possível analisar então a resposta impulsiva de um campo gerado por uma geometria retangular, através do comportamento da função $\Omega(ct)$. A Figura 78 mostra os principais parâmetros usados na descrição do campo, considerando um elemento de abertura retangular de comprimento $2b$ e largura $2a$, sendo $b > a$.

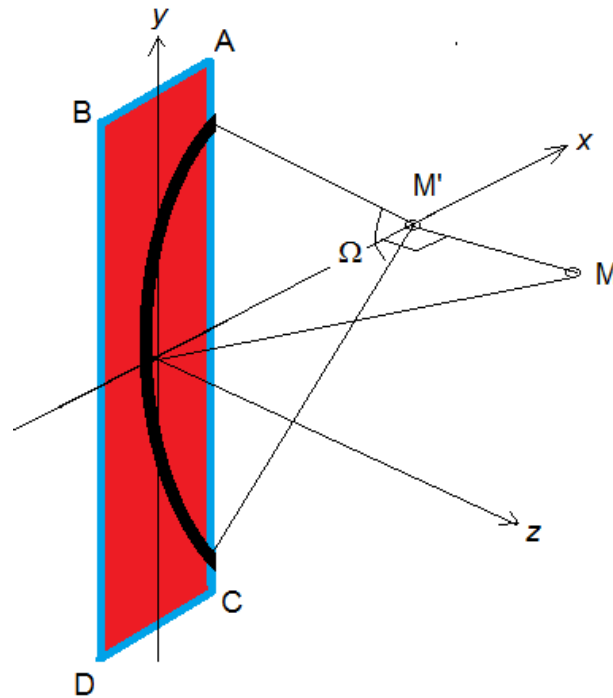
Figura 78 – Transdutor de geometria retangular



Para geometrias retangulares esbeltas, isto é, onde $b \gg a$, é intuitivo assumir ainda que o campo acústico apresente comportamento bidimensional. A Figura 79 apresenta esse caso, especialmente nas proximidades de $y = 0$, razão pela qual se considera esta a ordenada para a modelagem do campo. A simetria no plano yz possibilita também que apenas valores positivos de x sejam analisados.

Em uma primeira análise, verifica-se que os arcos concêntricos, ao atingirem os vértices A, B, C e D do retângulo e, da mesma forma, ao tangenciarem os lados AC, AB, CD e BD, acarretarão descontinuidades em $\Omega(ct)$.

Figura 79 – Transdutor de geometria retangular esbelta



No que se refere aos vértices, é possível verificar geometricamente que estas descontinuidades se darão nos seguintes instantes de tempo:

$$t_A(x, z) = t_C(x, z) = \frac{\sqrt{((x-a)^2 + b^2 + z^2)}}{c}, \quad (54)$$

$$t_B(x, z) = t_D(x, z) = \frac{\sqrt{((x+a)^2 + b^2 + z^2)}}{c}. \quad (55)$$

Quanto aos lados, também geometricamente verifica-se que as descontinuidades ocorrerão em:

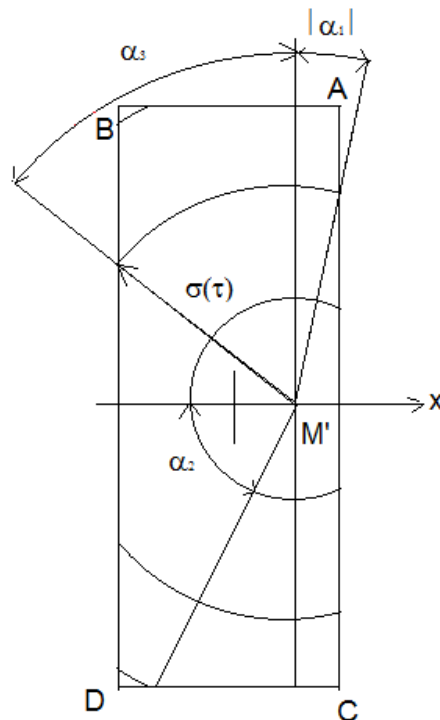
$$t_{AC}(x, z) = \frac{\sqrt{((x-a)^2 + z^2)}}{c}, \quad (56)$$

$$t_{AB}(x, z) = t_{CD}(x, z) = \frac{\sqrt{(b^2 + z^2)}}{c} \quad (\text{para } x \leq a), \quad (57)$$

$$t_{BD}(x, z) = \frac{\sqrt{((x+a)^2 + z^2)}}{c}. \quad (58)$$

Procedendo, então, à análise de $\Omega(ct)$, é possível notar que o valor de $\Omega(ct)$ não pode ser definido através de uma única fórmula que contemple todo o espaço do campo acústico. Podem-se, no entanto, encontrar expressões analíticas para $\Omega(ct)$, dividindo-se o eixo x em três regiões distintas.

Figura 80 – Arcos concêntricos para a região onde $x \leq a$



Para a região onde $x \leq a$, primeiramente deve-se estabelecer o intervalo de tempo decorrido t_0 até a chegada da radiação na cota z do ponto M .

$$t_0(x, z) = \frac{z}{c} . \quad (59)$$

Com o auxílio dos elementos apresentados na Figura 80, é possível então se definir, para esta região, os valores de $\Omega(ct)$ para os diversos intervalos de tempo, considerando os diferentes instantes quando ocorre alguma descontinuidade:

$$\Omega(ct) = 2\pi \quad \text{para } t_0 \leq t \leq t_{AC} ,$$

$$\begin{aligned}
&= \pi - 2\alpha_1 && \text{para } t_{AC} \leq t \leq t_{BD} , \\
&= 2\alpha_3 - 2\alpha_1 && \text{para } t_{BD} \leq t \leq t_{AB} , \\
&= -2\pi + 2\alpha_3 - 2\alpha_1 + 4\alpha_2 && \text{para } t_{AB} \leq t \leq t_A , \\
&= -\pi + 2\alpha_2 + 2\alpha_3 && \text{para } t_A \leq t \leq t_B . \quad (60)
\end{aligned}$$

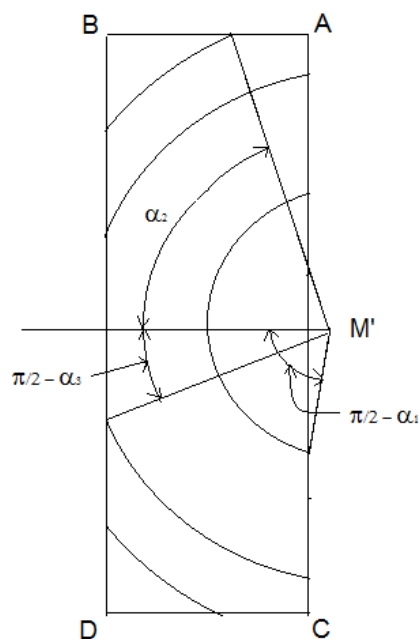
onde os ângulos α_i são dados pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned}
\alpha_1(x, t) &= \text{sen}^{-1}[(x - a)/\sigma(t)] , \\
\alpha_2(x, t) &= \text{sen}^{-1}[b/\sigma(t)] , \\
\alpha_3(x, t) &= \text{sen}^{-1}[(x + a)/\sigma(t)] . \quad (61)
\end{aligned}$$

Na região para a qual $a \leq x \leq (b^2/4a)$, com o auxílio da Figura 81, verifica-se que:

$$\begin{aligned}
\Omega(ct) &= \pi - 2\alpha_1 && \text{para } t_{AC} \leq t \leq t_{BD} , \\
&= 2\alpha_3 - 2\alpha_1 && \text{para } t_{BD} \leq t \leq t_A , \\
&= -\pi + 2\alpha_2 + 2\alpha_3 && \text{para } t_A \leq t \leq t_B . \quad (62)
\end{aligned}$$

Figura 81 – Arcos concêntricos para a região onde $a \leq x \leq (b^2/4a)$

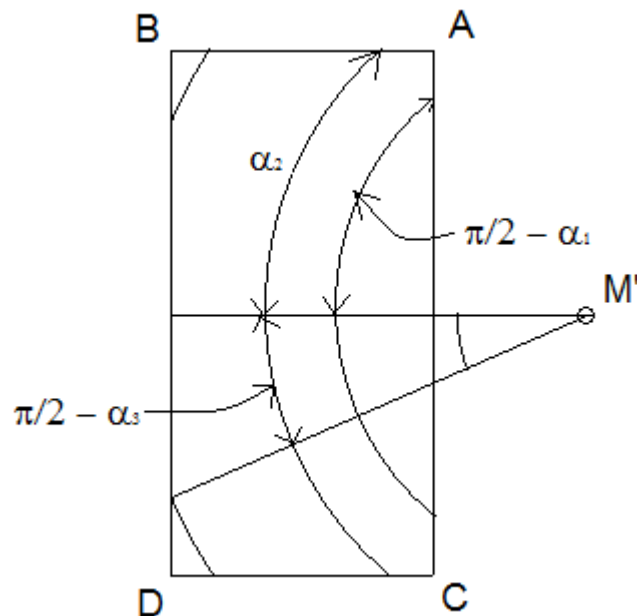


Na região para a qual $b^2/4a \leq x$, com o auxílio da Figura 82, verifica-se que, ao contrário das regiões anteriores, tem-se que $t_A < t_{BD}$, chegando-se a:

$$\begin{aligned} \Omega(ct) &= \pi - 2\alpha_1 && \text{para } t_{AC} \leq t \leq t_A, \\ &= 2\alpha_2 && \text{para } t_A \leq t \leq t_{BD}, \\ &= \pi + 2\alpha_2 + 2\alpha_3 && \text{para } t_{BD} \leq t \leq t_B. \end{aligned} \quad (63)$$

Com essas definições, é possível calcular o campo acústico gerado, determinando a variação da amplitude de pressão ao longo do eixo acústico, o perfil de pressão acústica e a forma de onda em função do tempo para diversas cotas. Utilizando esse modelo, implementou-se um código em MATLAB, considerando as diferentes regiões e intervalos de tempo, que definem os valores de $\Omega(ct)$. Na determinação do campo, foram utilizadas as dimensões do elemento de projeto, previamente definido.

Figura 82 – Arcos concêntricos para a região onde $x \geq b^2/4a$



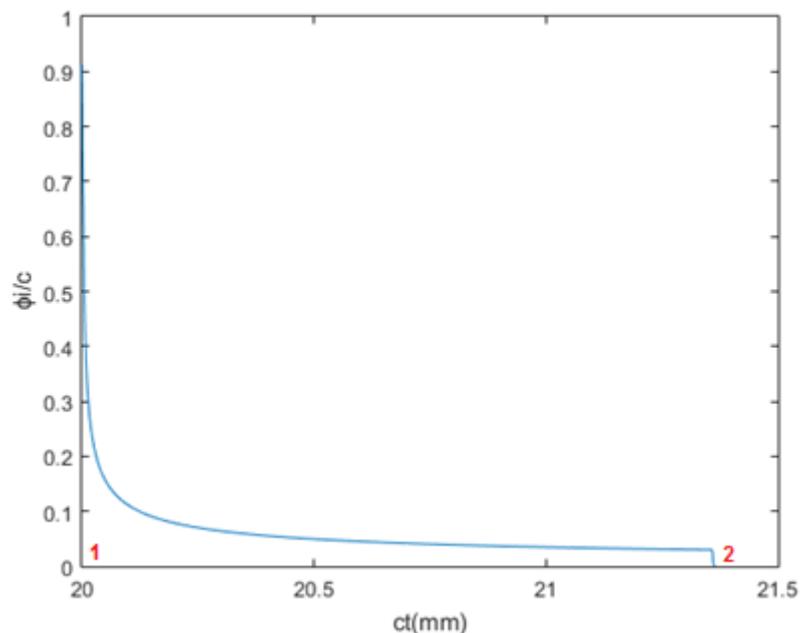
Gráficos da resposta impulsiva do potencial de velocidades, $\phi_i(x, z, t)$, para pontos situados nas três regiões previamente definidas, oferecem uma visão qualitativa do campo, de modo a entender sua variação espacial e

temporal. Embora estejam em função do tempo, converteu-se a legenda da abscissa destes gráficos em distância (ct) com $c = 1500 \text{ m/s}$, de maneira a relacionar as curvas à geometria do sistema. As ordenadas apresentam-se divididas por c .

Para um ponto no campo situado na região onde $x \leq a$, a resposta impulsiva inicia-se com um valor constante $\phi_i/c = 1$, até o instante de tangência com o lado AC (t_{AC}), a partir do qual, começa a decair até a tangência ao lado BD (t_{BD}).

A curva ϕ_i/c em função de ct , para a região onde $x \leq a$, considerando um valor inicial de ct_{BD} , indicado pelo número 1 no gráfico, encontra-se ilustrada na Figura 83. A partir de t_{BD} , $\phi_i(x, z, t)$ passa a decair assintoticamente até o instante em que o arco encontra o vértice A, t_A , quando apresenta uma descontinuidade abrupta. $\phi_i(x, z, t)$, então, vai a zero no instante de encontro com o vértice B, t_B (ct_B indicado pelo número 2 em vermelho).

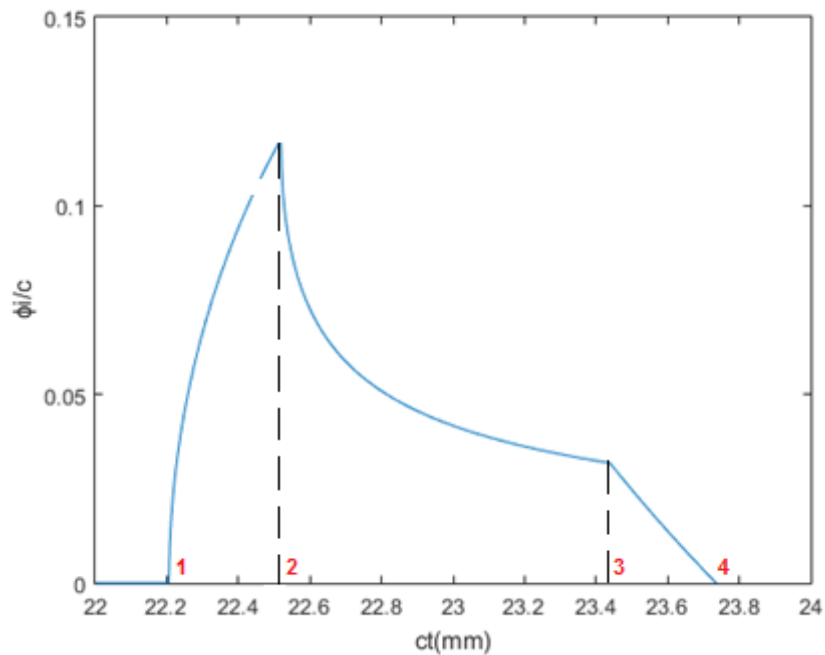
Figura 83 – Resposta impulsiva $\phi_i(x, z, t)$ para $x = 0 \text{ mm}$ e $z = 20 \text{ mm}$ ($x \leq a$)



Quando o ponto de interesse se encontra na região para a qual $a \leq x \leq (b^2/4a)$, (Figura 84), a resposta impulsiva $\phi_i(x, z, t)$ inicia-se em zero, saindo

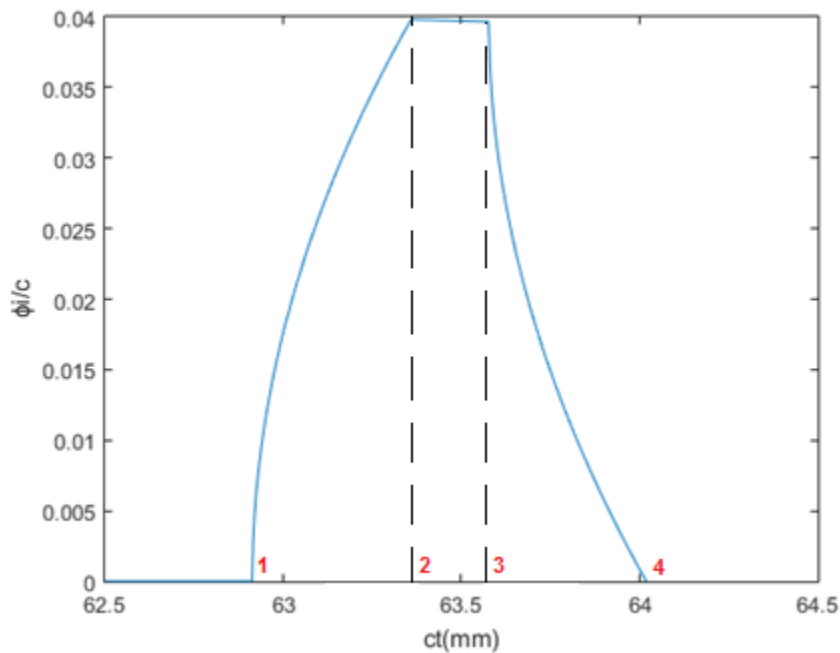
deste valor em t_{AC} (1 em vermelho) com uma inclinação infinita, até atingir seu maior valor em t_{BD} (2 em vermelho). A partir daí, ela começa a decair continuamente, mas encontra uma descontinuidade em t_A (3 em vermelho), a partir de onde decresce até se anular em t_B (4 em vermelho).

Figura 84 – Resposta impulsiva $\phi_i(x, z, t)$ para $x = 10$ mm e $z = 20$ mm ($a \leq x \leq (b^2/4a)$)



Finalmente, para pontos na região onde $b^2/4a \leq x$, (Figura 85), a resposta impulsiva sai do valor zero com inclinação infinita também em t_{AC} (1 em vermelho), atingindo seu maior valor em t_A (2 em vermelho), onde permanece aproximadamente constante até t_{BD} (3 em vermelho), e decrescendo a partir daí até se anular em t_B (4 em vermelho).

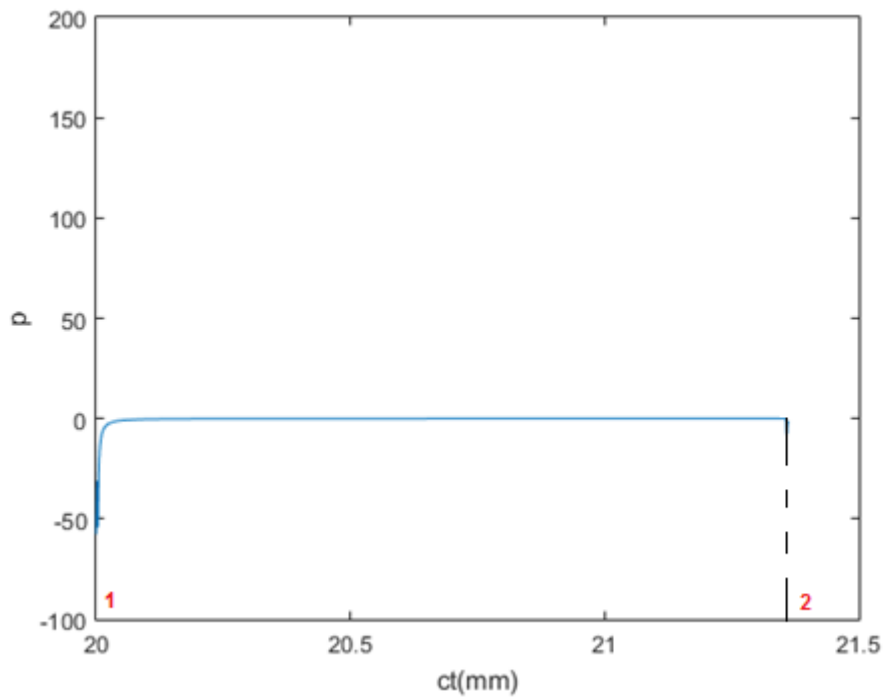
Figura 85 - Resposta impulsiva $\phi_i(x, z, t)$ para $x = 60$ mm e $z = 20$ mm ($b^2/4a \leq x$)



A resposta impulsiva da pressão $p_i(x, z, t)$, como já descrito, consiste da derivada temporal de $\phi_i(x, z, t)$ multiplicada pela densidade do meio $\rho = 1025 \text{ kg/m}^3$. Essa resposta é de grande utilidade para uma descrição qualitativa do campo, uma vez que, a partir de sua magnitude, pode-se descrever o campo como uma soma de réplicas escalonadas e distorcidas da fonte de velocidade [72].

A curva da resposta impulsiva da pressão, em função de ct , para a região onde $x \leq a$, considerando um valor inicial de ct_{BD} , indicado pelo número 1 em vermelho, encontra-se ilustrada na (Figura 86). Um impulso (delta de Dirac), resultado da derivada temporal de uma descontinuidade em ϕ_i , aparece neste instante. A pressão, então, vai a zero no instante de encontro com o vértice B, t_B (ct_B indicado pelo número 2 em vermelho).

Figura 86 – Resposta impulsiva $p_i(x, z, t)$ para $x = 0$ mm e $z = 20$ mm ($x \leq a$)



Em curvas traçadas para as outras duas regiões, (Figura 87 e Figura 88) onde $x > a$, é possível notar descontinuidades nos instantes t_{AC} (1 em vermelho) e t_{BD} (2 em vermelho), quando sinais tangentes aos lados AC e BD do retângulo atingem o ponto de interesse, respectivamente, e uma descontinuidade finita no instante de tempo t_A (3 em vermelho), quando um sinal oriundo do vértice A atinge o ponto de interesse.

Figura 87 – Resposta impulsiva $p_i(x, z, t)$ para $x = 10$ mm e $z = 20$ mm ($a \leq x \leq (b^2/4a)$)

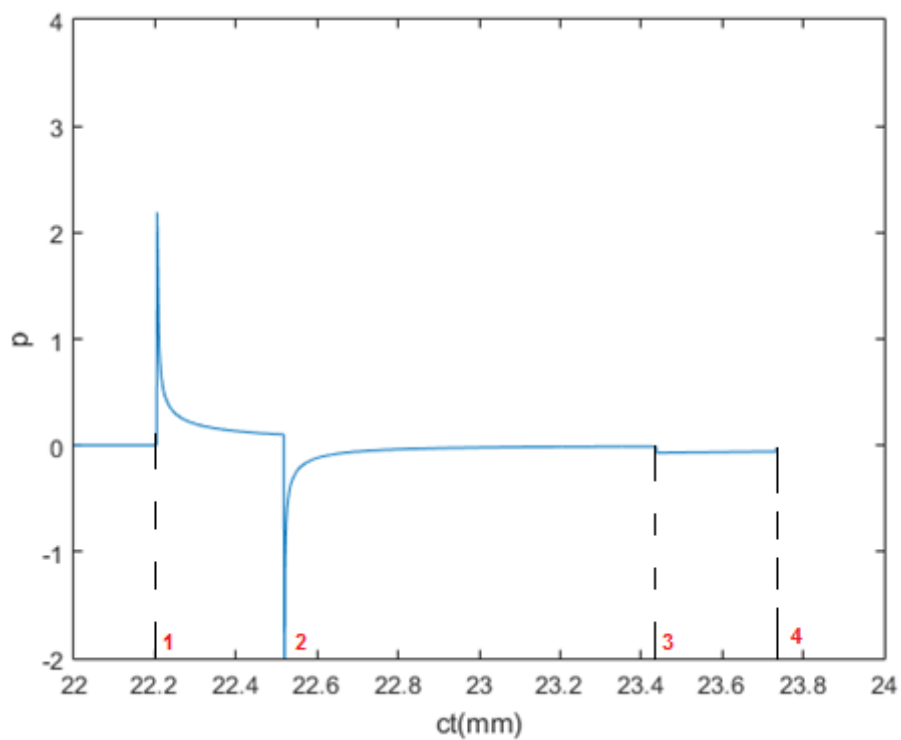
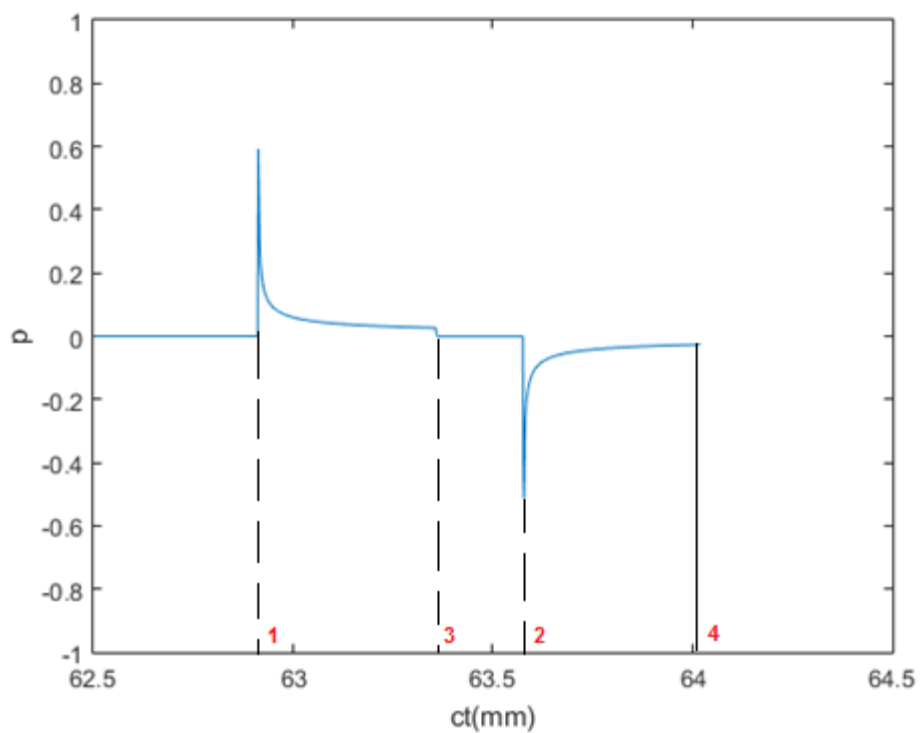


Figura 88 - Resposta impulsiva $p_i(x, z, t)$ para $x = 60$ mm e $z = 20$ mm ($x > (b^2/4a)$)



5.1.5. Campo Acústico - Multielemento Retangular Esbelto

A abordagem da convolução da resposta impulsiva pode ser estendida para o caso de uma geometria formada por um conjunto de elementos, isto é, um *array* multielemento. Assumindo-se que cada elemento do *array* irradie ondas com formato equivalente, a resposta impulsiva do potencial de velocidades do conjunto $\phi_A(x, z, t)$ pode ser obtida somando-se as respostas impulsivas individuais de cada elemento, deslocadas no tempo pelos atrasos e moduladas em amplitude pelo fator de apodização. Considerando um conjunto de N elementos no plano $z = 0$, com área S_i ($i = 1 \dots N$) e todos atendendo à hipótese do pistão plano, linearmente distribuídos, quando atrasos T_i forem aplicados aos elementos, $\phi_A(x, z, t)$ num ponto $P(x, z)$ em um meio sem perdas e homogêneo, é dada por:

$$\phi_A(x, z, t) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot \phi_i(\mathbf{R}_i', t - T_i) \quad , \quad (64)$$

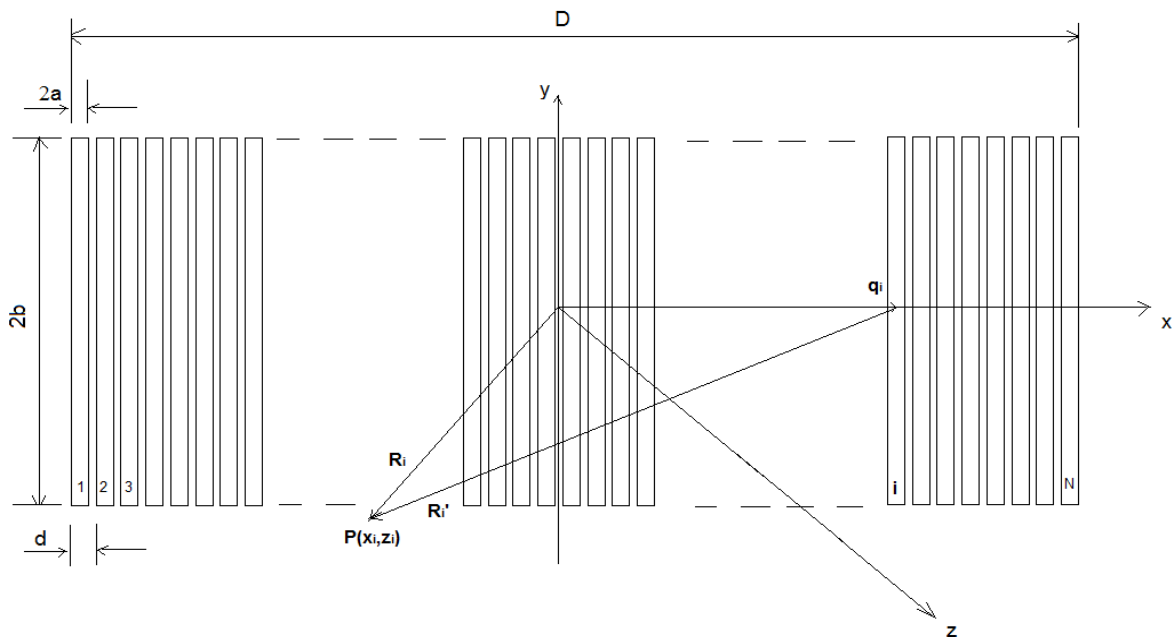
onde, $\mathbf{R}_i' = (x_i', z_i')$ é a posição do ponto P em relação a um sistema de coordenadas com origem no centro do elemento i e A_i o fator de apodização do elemento i .

A Figura 89 ilustra a geometria de um *array* composto por N elementos retangulares esbeltos dispostos linearmente, com passo d , onde $\mathbf{R}_i' = \mathbf{R} - \mathbf{q}_i$, e $\mathbf{q}_i(Q_i, 0, 0)$ é o vetor que define o centro do elemento i , sendo a abcissa do centro do elemento i dada por $Q_i = id - N \cdot \frac{d}{2} - d/2$.

A pressão transiente $p(x, z, t)$ em P pode ser calculada pela derivada temporal da convolução entre a velocidade $v(t)$ (sinal de excitação) e o potencial de velocidades do *array* $\phi_A(x, z, t)$ multiplicado pela densidade do meio ρ .

$$p(x, z, t) = \rho \cdot \partial[v(t) * \phi_A(x, z, t)]/\partial t \quad (65)$$

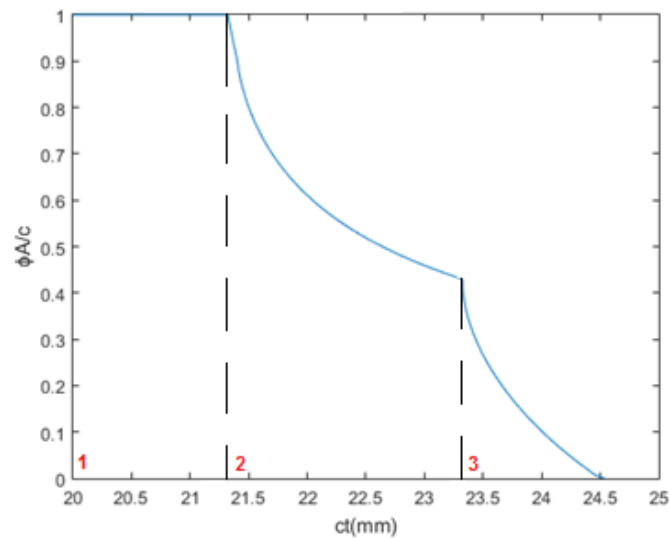
Figura 89 – Geometria de um array linear composto por elementos retangulares esbeltos



Para ilustrar o comportamento do campo acústico de um monoelemento, considerou-se para a simulação, uma excitação simultânea e equivalente dos elementos, isto é, sem lei de atraso, ($T_i = 0$) e com fator de apodização unitário ($A_i = 1$). Esse sinal, ainda que não apresente as vantagens da deflexão eletrônica do feixe acústico, reproduz bem o caso de um campo criado por um transmissor marítimo, que comumente emprega um transdutor monoelemento plano para a projeção dos sinais.

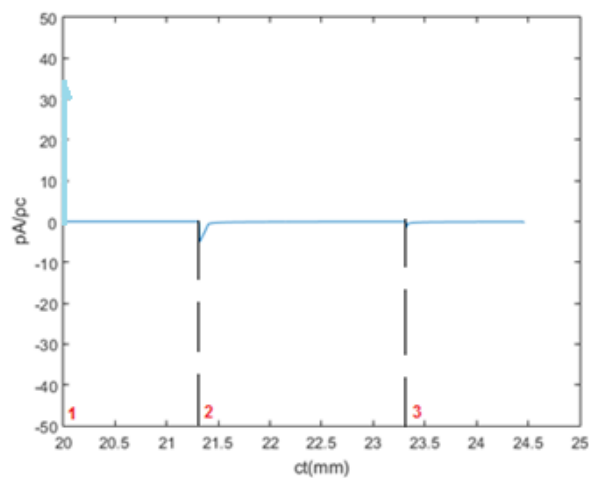
Os efeitos individuais ϕ_i de cada elemento do *array* acumulam-se resultando em uma resposta impulsiva global do array ϕ_A , cuja envoltória está apresentada no gráfico da Figura 90, para um ponto P situado no eixo axial do *array* ($x = 0$). É possível verificar a presença de uma descontinuidade sob a forma de um degrau iniciando em $ct_0 = z = 20 \text{ mm}$ (1 em vermelho) e duas descontinuidades de inclinação (“bicos”) nos instantes normalizados ct , onde os arcos concêntricos tangenciam os lados maior (2 em vermelho) e menor (3 em vermelho) da abertura do *array*. A envoltória do gráfico, ainda que não reproduza os efeitos interelementos existentes, mostra-se suficiente para se compreender qualitativamente o comportamento do campo, em especial as regiões de descontinuidade existentes.

Figura 90 – Envoltória da resposta impulsiva do potencial de velocidades do array $\phi_A(x, z, t)$ para $x = 0$ mm e $z = 20$ mm



O gráfico da Figura 91, por sua vez, apresenta a envoltória da resposta impulsiva da pressão $p_A(x, z, t)$ para o mesmo ponto P situado no eixo axial do array ($x = 0$ e $z = 20$ mm). Nesse gráfico, é possível identificar três discontinuidades. A primeira discontinuidade aparece como um pulso de maior magnitude em ct_0 (1 em vermelho). As duas outras discontinuidades são negativas e aparecem sob a forma de impulsos de Dirac de reduzida magnitude (2 e 3 em vermelho), correspondentes aos mesmos instantes em que tangencia os lados.

Figura 91 – Envoltória da resposta impulsiva da pressão do array $p_A(x, z, t)$ para $x = 0$ mm e $z = 20$ mm



5.1.6. Campo Acústico – Transdutor Fabricado

Considerando duas excitações transientes, uma em banda estreita (Figura 92) e outra em banda larga (Figura 93), o campo acústico foi calculado para a geometria do transdutor fabricado.

Figura 92 – Excitação transiente em banda estreita

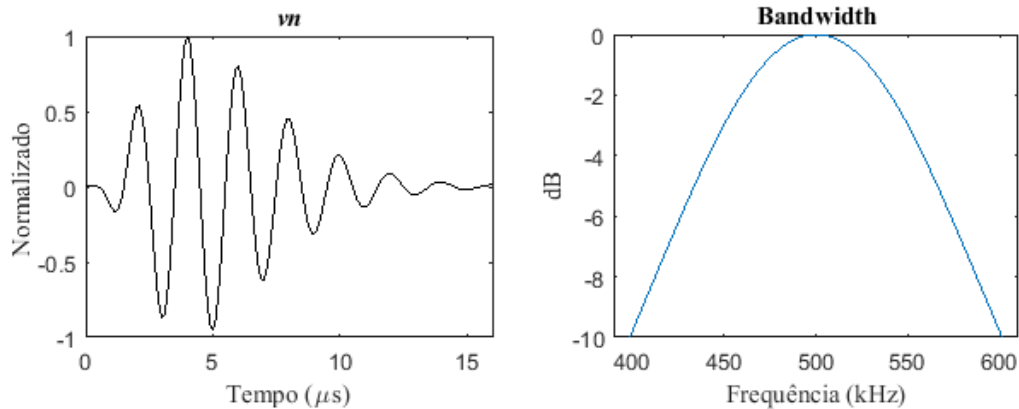
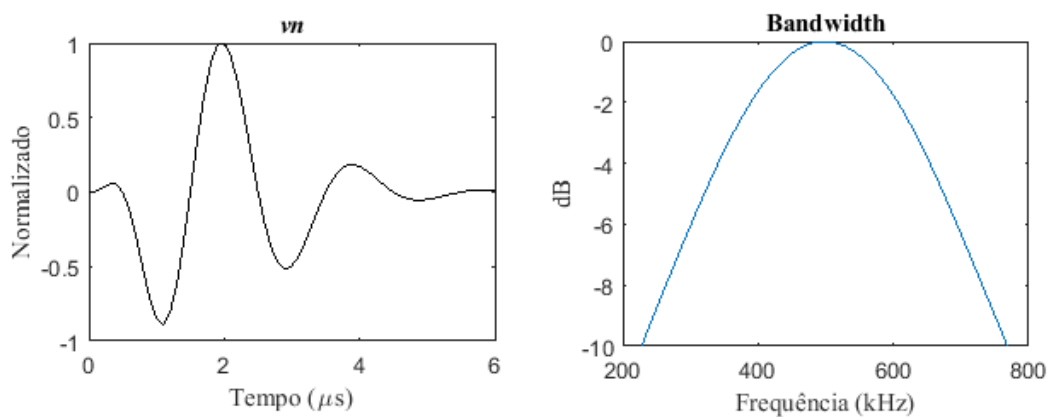
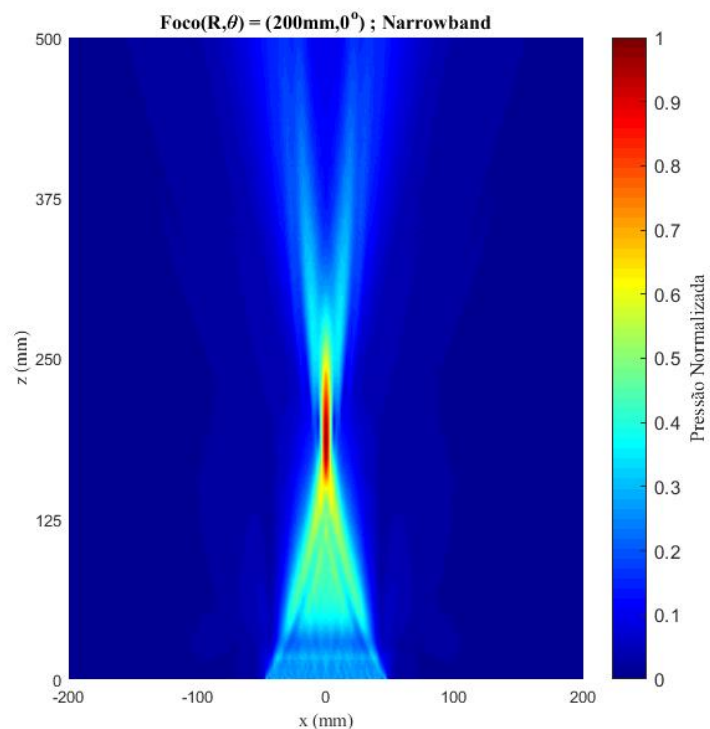


Figura 93 – Excitação transiente em banda larga



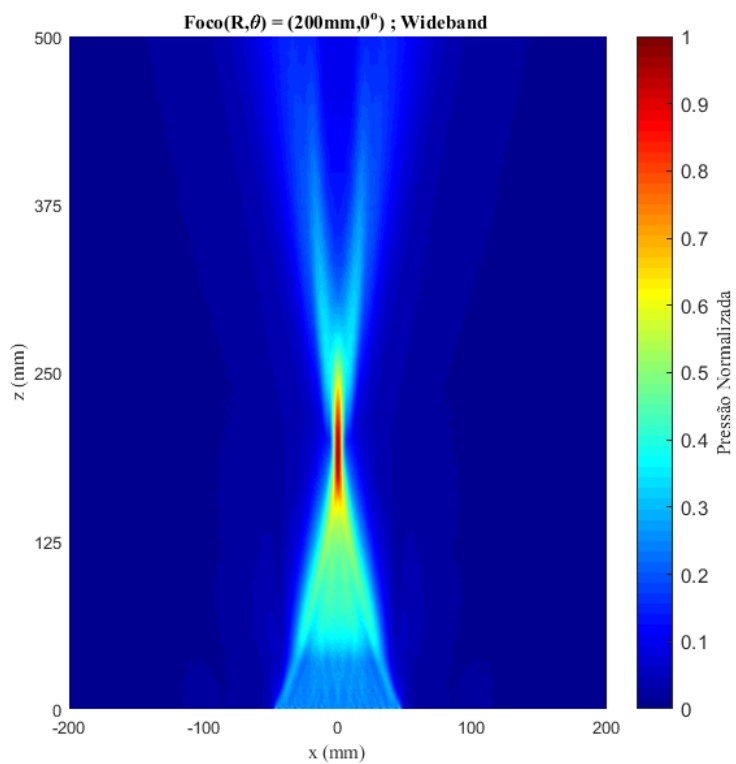
Na determinação do campo, consideraram-se uma discretização de campo equivalente a 2 mm em ambas as direções x e z e uma frequência de amostragem da ordem de 500 MHz. A Figura 94 apresenta o campo acústico resultante sem deflexão e com foco no eixo acústico em $z = 200\text{mm}$. Todos os elementos foram excitados com magnitude equivalente, para a excitação de banda estreita.

Figura 94 – Campo acústico – frente de ondas plana (banda estreita)



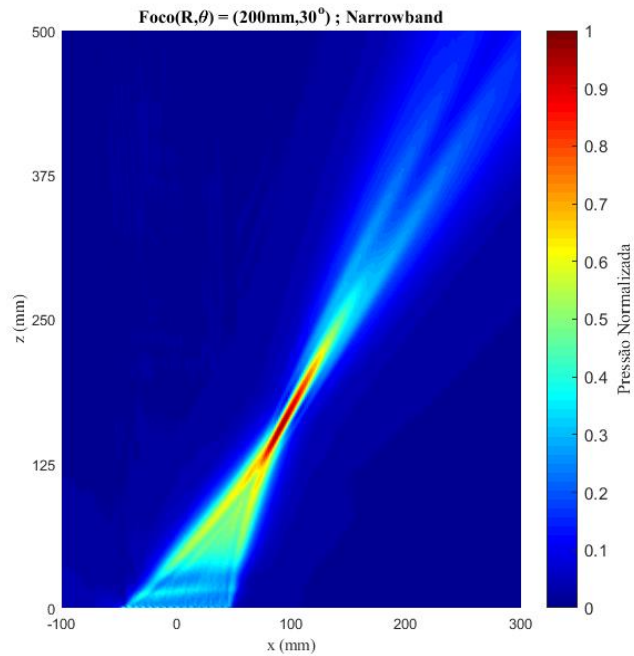
Para a excitação de banda larga, o campo acústico resultante encontra-se ilustrado na Figura 95.

Figura 95 – Campo acústico – frente de ondas plana (banda larga)



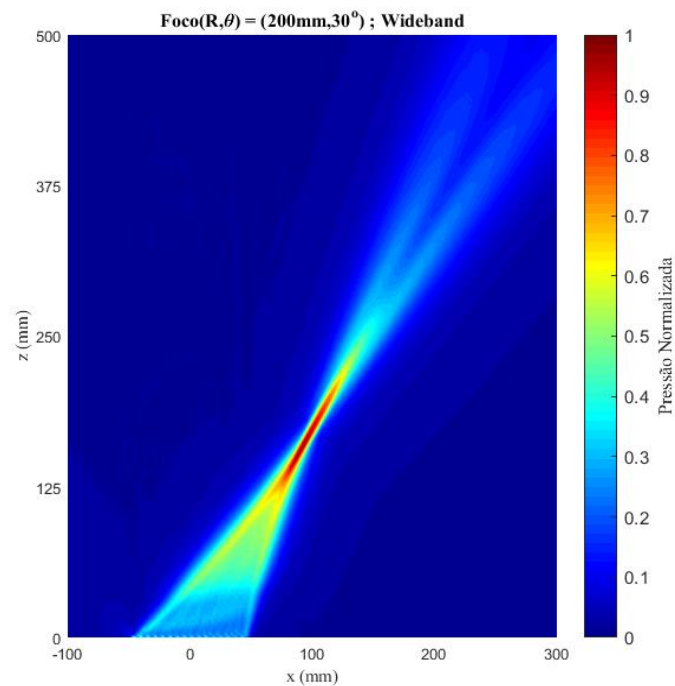
Considerando um feixe focalizado e defletido em 30 graus, o campo acústico resultante para a excitação de banda estreita é o da Figura 96:

Figura 96 – Campo acústico – feixe defletido em 30° (banda estreita)



Para a excitação de banda larga, o campo acústico resultante encontra-se ilustrado na Figura 97:

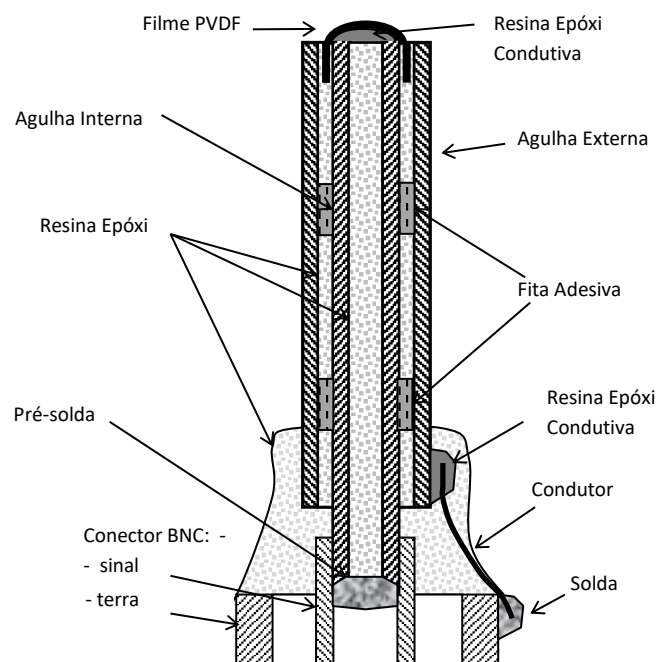
Figura 97 - Campo acústico – feixe defletido em 30° (banda larga)



5.2. FABRICAÇÃO DOS COMPONENTES DO HIDROFONE

O hidrofone fabricado no presente trabalho baseou-se no projeto de Lewin [27]. A filosofia desse projeto consiste em utilizar uma ou mais estruturas em forma de agulha para desempenhar tarefas distintas, além do emprego de um filme de PVDF como elemento ativo. Um diagrama esquemático do hidrofone construído, apresentando os principais componentes deste, encontra-se ilustrado na Figura 98.

Figura 98 – Diagrama Esquemático do Hidrofone



A fabricação do hidrofone pode ser resumida em três etapas básicas: a adaptação de agulhas para uso veterinário ao projeto, a confecção do elemento ativo e a integração do conjunto.

5.2.1. Adaptação de Agulhas Veterinárias

Por consistirem em uma alternativa prática e de baixo custo, a haste de agulhas veterinárias é uma boa opção para a confecção de hidrofones do tipo agulha, garantindo além da estrutura do hidrofone, a conexão elétrica ao elemento ativo. Assim, um par de agulhas veterinárias de aço inoxidável com

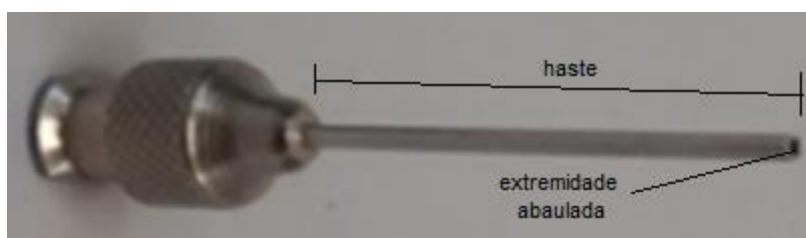
hastes de diâmetros diferentes, disponível do Laboratório de Ultrassom foi selecionado. Uma das hastes da agulha deve ter um diâmetro externo pequeno o suficiente para ser inserida na outra. As hastes das agulhas precisaram, no entanto, ter suas dimensões adaptadas de modo a se adequarem aos demais componentes do hidrofone. Assim, a haste da agulha de maior diâmetro, selecionada como agulha externa (Figura 99), teve de ser seccionada em sua extremidade, com o uso de uma fresa, de modo a apresentar um comprimento final que viabilizasse sua montagem ao conector BNC selecionado. Essa haste serviu de conexão elétrica entre o terra e a superfície externa do elemento ativo.

Figura 99 – Haste da agulha externa



A haste da agulha interna (Figura 100), por sua vez, por ser a responsável por receber o sinal elétrico da face interna do elemento ativo através de contato direto, teve sua extremidade ligeiramente abaulada pela utilização de uma lixa. A extremidade abaulada foi usada, de modo a evitar danos abrasivos à face do elemento ativo (PVDF). Esse abaulamento também promoveu uma maior omnidiretividade ao hidrofone.

Figura 100 – Haste da agulha interna



A Tabela 7 apresenta as dimensões finais das agulhas veterinárias após adaptadas.

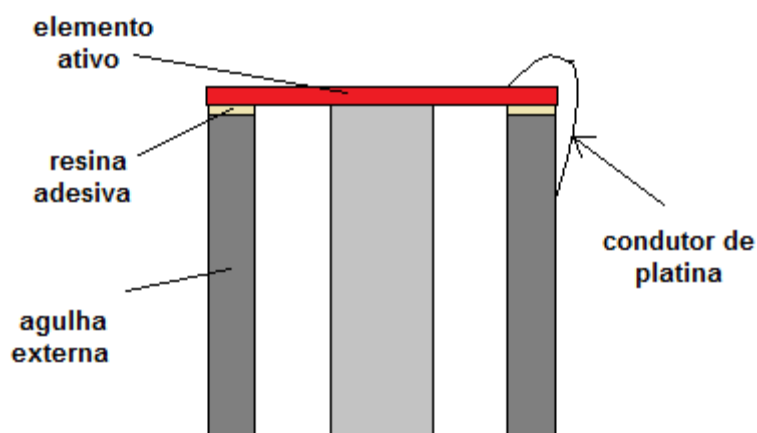
Tabela 7 – Dimensões das hastes de agulha utilizadas

Agulha	Dimensões(mm)		
	Comprimento	Dia. Externo	Dia. Interno
Externa	20	1,1	1,0
Interna	25	0,9	0,8

5.2.2. Confeção do Elemento Ativo

Tipicamente, o elemento ativo do hidrofone é fixado às agulhas através de uma resina adesiva isolante, tal como na Figura 101 e o contato à face exterior do elemento é feito, por meio de um condutor de platina. Nesses casos, o elemento é confeccionado na geometria circular, com suas bordas tangenciando a seção circular da agulha externa utilizada.

Figura 101 – Hidrofone do tipo agulha com fixação do elemento por resina adesiva



Outra opção de contato é manter o elemento ativo encaixado sob pressão entre as extremidades das agulhas interna e externa, dispensando o emprego de resinas de fixação, como mostrado na Figura 102. O insumo básico para a confecção do elemento ativo do hidrofone consistiu de um pequeno pedaço de folha de PVDF de 110 μm de espessura com ambas as faces metalizadas em ouro, formando seus eletrodos. Para tanto, o elemento ativo foi confeccionado na forma retangular esbelta. A folha de PVDF foi recortada de modo que os lados maiores do retângulo tivessem comprimento suficiente para serem introduzidos

e fixados no vão. Esse esquema permitiu ainda que a face externa do elemento ativo tivesse contato com o lado interior da agulha externa, dispensando o uso do fio condutor de platina.

Figura 102 – Vistas superior e frontal das agulhas e elemento ativo

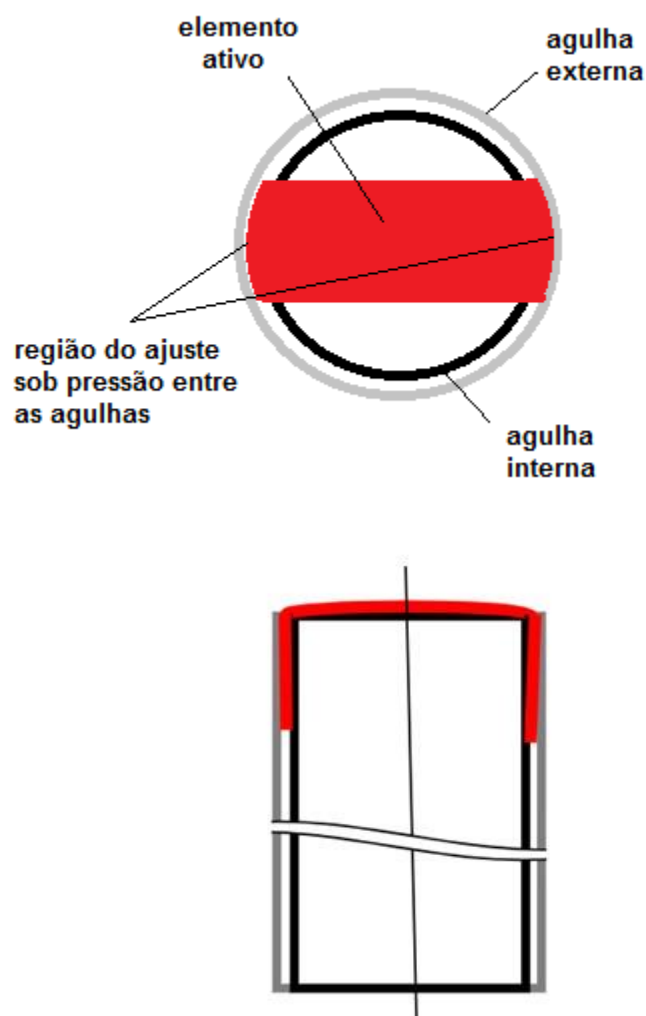


Tabela 8 apresenta as dimensões seleccionadas para o elemento ativo no formato retangular esbelto.

Tabela 8 – Dimensões elemento ativo

Elemento	Dimensões(mm)		
	Comprimento	Largura	Espessura
Ativo	5,0	1,0	0,11

5.2.3. Integração do Conjunto

O primeiro procedimento na montagem dos componentes do hidrofone consistiu na introdução de uma agulha no interior da outra. O isolamento elétrico entre estas foi providenciado através da inclusão de duas tiras de fitas adesivas. As fitas auxiliaram ainda como orientação/guia no momento da introdução de uma agulha na outra. Uma camada de resina epóxi isolante foi também inserida no espaço entre as agulhas de modo a aumentar o isolamento e prover atenuação, tal como na camada de retaguarda do transmissor. Medições com um multímetro confirmaram o isolamento elétrico. A agulha interna já continha em sua ponta o elemento ativo confeccionado, de modo que, depois de após concluída a introdução, o elemento já se encontraria no local apropriado e sob a pressão do pequeno vão entre as agulhas. Um pequeno volume de resina epóxi de fabricação da empresa *Chemtronics*®, modelo CW2400 (Figura 103), foi adicionado entre o elemento ativo e a agulha interior de modo a incrementar a condução entre estes.

Figura 103 – Resina epóxi condutiva a ser depositada sob o filme de PVDF

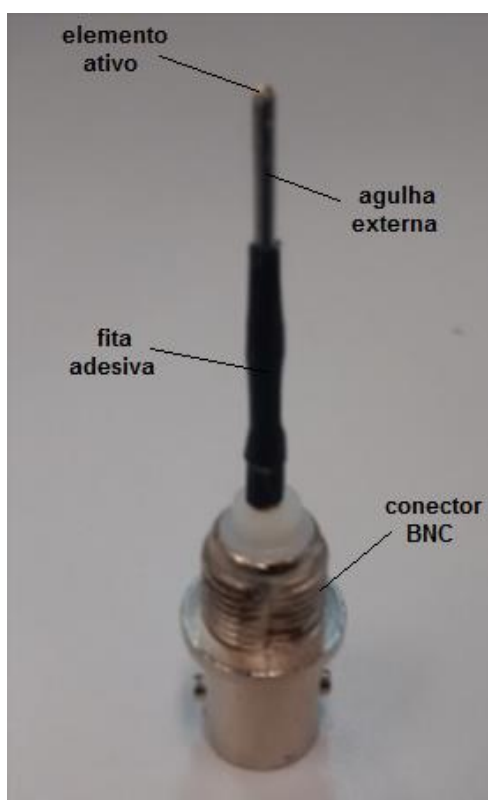


As ligações das agulhas (terra e sinal) ao conector BNC, por sua vez, foram providenciadas de dois modos. Primeiro, um cordão pré-soldado conectou

a agulha interna ao sinal do conector BNC. Segundo, um fio condutor foi soldado à superfície externa do conector (terra) fixado à face exterior da agulha externa pelo emprego de resina epóxi condutiva.

Por fim, o conjunto recebeu uma fita adesiva termorretrátil preta como invólucro, promovendo a integridade do mesmo. Uma fotografia do hidrofone finalizado encontra-se na Figura 104, apresentando os principais componentes externos do mesmo.

Figura 104 – Hidrofone finalizado após a integração dos componentes



5.3. TESTES DO HIDROFONE

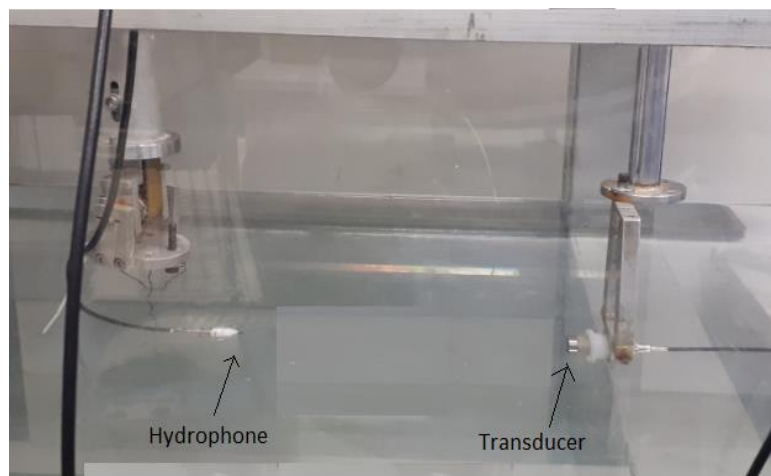
Os ensaios experimentais do hidrofone, fabricado neste trabalho, foram feitos no tanque de imersão medindo o pulso transmitido por um transdutor comercial de 1 MHz e diâmetro 19 mm (Panametrics-NDT, V134). Foram utilizados um pulsador/receptor de sinais ultrassônicos da marca OLYMPUS/PANAMETRICS-NDT, modelo 5072PR, ligado ao transdutor emissor e ao hidrofone fabricado. Os sinais gerados e recebidos pelo pulsador/receptor, durante os testes, eram registrados por um osciloscópio digital da marca

AGILENT Infineon, modelo MSO8104, e armazenados em um PC. O sinal elétrico enviado ao transdutor consistiu de um pulso quadrado negativo de duração $0,5 \mu s$ e $100 V$ de amplitude. A comunicação de dados entre osciloscópio e PC era feita através de um cabo de rede de comunicação local “ethernet”. Os dados recebidos do osciloscópio eram convertidos para linguagem de programação do software comercial MATLAB e salvos em arquivos do formato “mat”.

Os ensaios realizados destinaram-se basicamente à verificação da forma de onda em função do tempo medido sobre o eixo acústico do transdutor emissor e à obtenção do perfil do feixe acústico no ponto focal deste transdutor. Os testes foram feitos utilizando o transdutor monoelemento de $1 MHz$, já descrito acima.

Para o primeiro ensaio, o hidrofone foi posicionado no eixo acústico ($x = y = 0$) do transdutor monoelemento, a uma distância de $100 mm$ da face externa deste. O pulsador/receptor foi ajustado com um ganho de $30 dB$. Um filtro passa-baixo de $10 MHz$ foi aplicado ao sinal recebido. O osciloscópio foi configurado com uma frequência de amostragem em $100 MHz$. O arranjo esquematizado para o ensaio encontra-se ilustrado na Figura 105.

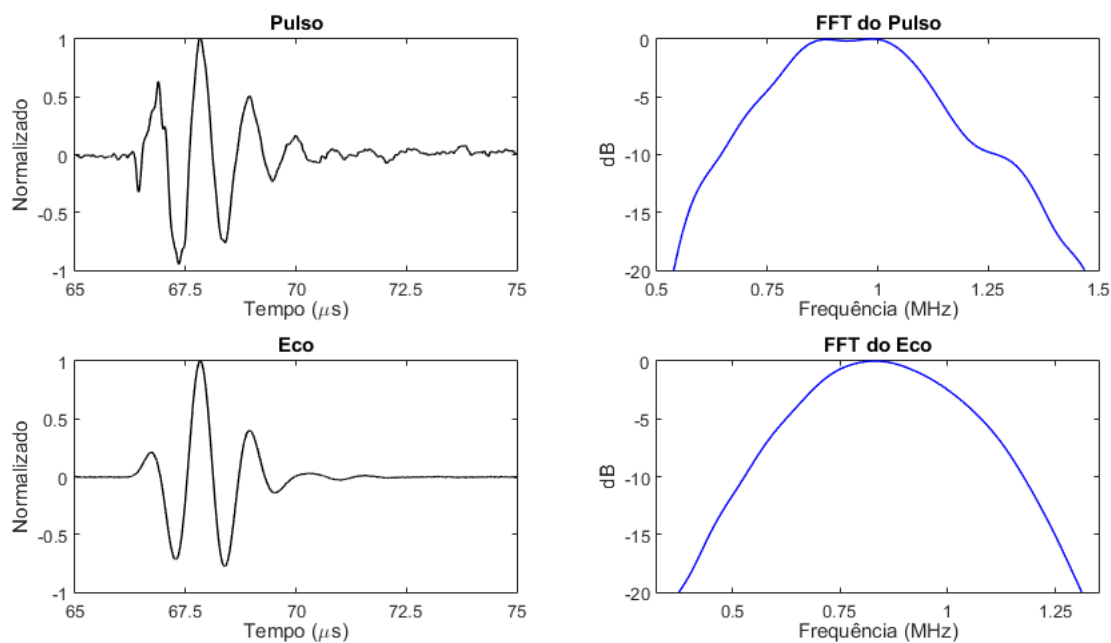
Figura 105 – Arranjo montado para a realização do ensaio



Para efeito de comparação, a Figura 106 apresenta a forma de onda medida pelo hidrofone (Pulso) e o espectro de frequência calculado a partir desta forma de onda, assim como a forma de onda obtida pelo transdutor monoelemento de $1 MHz$ operando no modo pulso-eco (Eco) e o espectro de frequência calculado a partir desta. Para a geração do eco, um refletor de latão

foi posicionado no interior do tanque com uma das faces transversalmente direcionada ao eixo acústico do monoelemento. Utilizou-se este procedimento por não se dispor de um hidrofone comercial, na ocasião do ensaio.

Figura 106 – Forma de onda obtida pelo hidrofone fabricado no eixo acústico do monoelemento



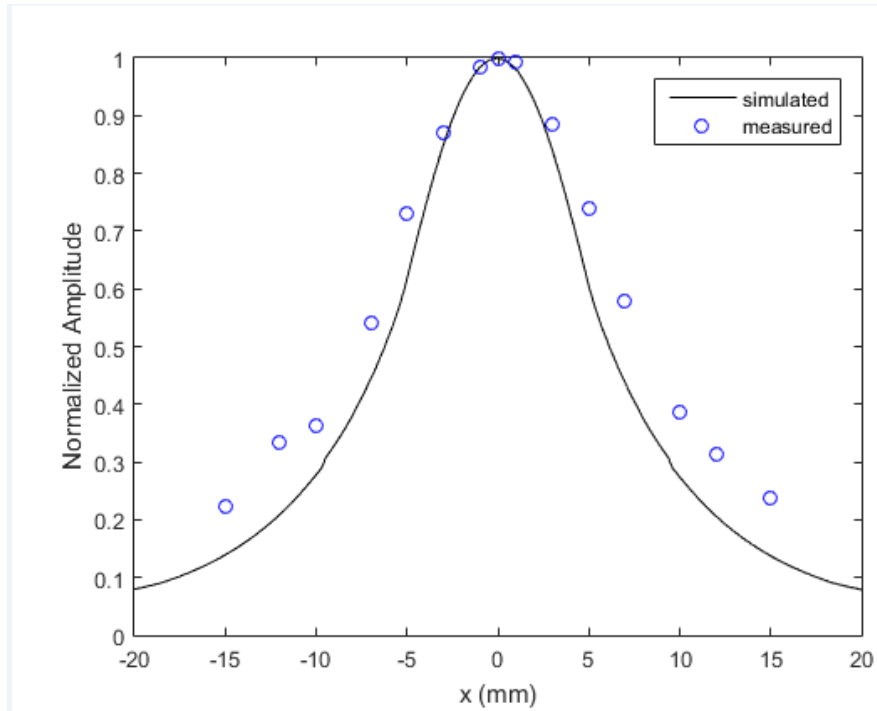
A Figura 106 mostra que as formas de onda (Pulso e Eco) apresentaram comportamentos muito semelhantes. Com relação ao espectro de frequência, o hidrofone apresentou uma frequência central próxima à do sinal emitido. A diferença entre estas frequências deveu-se principalmente ao fato do hidrofone apresentar uma maior largura de banda em comparação ao monoelemento, além de possuir uma eletrônica de condicionamento de sinal (pré-amplificador, filtro) que o monoelemento não dispõe.

Para o segundo ensaio, o hidrofone mediu a forma de onda em vários pontos do campo, no intervalo $-20\text{mm} \leq x \leq 20\text{mm}$, para $z = 60\text{mm}$ (distância focal). O pulsador/receptor, filtro e osciloscópio foram configurados com os mesmos parâmetros do ensaio anterior.

O perfil do feixe acústico, para esta distância $z = 60\text{mm}$, foi então calculado e comparado qualitativamente com o preconizado pelo método da resposta impulsiva para um sinal radiado transiente de um ciclo de senóide. A

Figura 107 mostra que há uma boa concordância entre os dois perfis de pressão, teórico e experimental.

Figura 107 – Perfil do feixe acústico medido com o protótipo do hidrofone e o teórico simulado, ambos no ponto focal ($z = 60$ mm)



Capítulo 6.

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

6.1. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentadas as etapas de desenvolvimento de dois transdutores ultrassônicos para aplicações submarinas. Inicialmente, diversas aplicações submarinas foram apresentadas, assim como as principais configurações dos transdutores. O transmissor consistiu em um *array* linear de 64 elementos ativos em geometria retangular esbelta de material piezocerâmico Pz37, com frequência de 500 kHz; o receptor consistiu em um monoelemento pelicular, com geometria na forma de agulha, e material piezopolimérico PVDF.

A modelagem do transmissor baseou-se no método dos elementos finitos. Um programa comercial, o ANSYS, foi utilizado para a simulação de um elemento do transdutor. A curva de admitância elétrica levantada possibilitou a visualização dos modos de espessura e laterais. Devido às dimensões dos elementos, a fabricação do transmissor apresentou alguns desafios em suas diversas etapas: no corte da cerâmica e separação dos elementos, na implementação das conexões elétricas, na adaptação das terminações do cabo multicoaxial a estas conexões. A caracterização eletroacústica do transmissor consistiu na medição da sensibilidade da resposta do pulso-eco, para todos os elementos do transdutor. A partir da forma de onda dos ecos recebidos de um refletor plano posicionado paralelamente à face do transmissor, calculou-se a tensão pico a pico (V_{pp}) e a largura de banda. A média dos ecos detectados foi então obtida, assim como seus valores máximo e mínimo. Uma vez que a sensibilidade da resposta de pulso-eco define o alcance de um transdutor para a detecção de alvos e que a largura de banda define a resolução radial deste, (isto é, a capacidade de discernir dois objetos radialmente espaçados), será possível se concluir que o transmissor desenvolvido neste trabalho apresenta um bom compromisso entre a detecção de alvos distantes e a resolução para uma tarefa de imageamento.

A modelagem do hidrofone baseou-se no método da resposta impulsiva. Um programa foi implementado para a simulação do campo acústico gerado por transdutores lineares de elementos retangulares esbeltos, tendo como entrada

as dimensões do elemento e a forma de onda e uma comparação com campos acústicos medidos em tanques de imersão. Uma simulação do campo acústico, considerando a geometria do transmissor fabricado, foi então realizada focalizando e defletindo o feixe num espaço bidimensional. A fabricação do hidrofone, assim como ao transmissor, teve como principal dificuldade a miniaturização dos componentes, em especial, o corte da película de PVDF. A forma de onda emitida por um monoelemento de 1 MHz foi medida tanto pelo hidrofone, em modo transmissão-recepção quanto pelo próprio monoelemento em modo pulso-eco. A comparação entre as duas medições apresentou uma boa concordância. Os espectros de frequências calculados para essas formas de onda, ainda que mostrassem comportamentos similares, apresentavam frequências centrais distintas. Atribuiu-se o motivo dessa discrepância à diferença de larguras de banda entre hidrofone e monoelemento. Uma comparação entre perfil do feixe acústico medido pelo hidrofone, na distância focal do monoelemento, e o perfil preconizado pela teoria também indicou similaridade de comportamentos.

6.2. TRABALHOS FUTUROS

Sugere-se, para futuros trabalhos, que os protótipos de transdutores desenvolvidos neste trabalho sejam aprimorados, principalmente no que diz respeito a seu acabamento.

Outra proposta refere-se ao condicionamento de sinais e à formação de feixes (*beamforming*) na recepção. Sugere-se a fabricação de pré-amplificadores e integração destes aos transdutores, assim como de outros sistemas eletrônicos essenciais: AGC (*Automatic Gain Control*), TVG (*Time-Variable Gain*), ADC (*Analogic-Digital Conversor*), moduladores (Sigma Delta), etc. Algoritmos de processamento digital de sinal (filtro de Kalman, filtro de partículas, filtro de Wiener) também podem ser incluídos em placas embarcadas no sistema.

Muitos sistemas comercialmente disponíveis para imageamento subaquático utilizam *arrays* lineares independentes para a transmissão e para a recepção. Assim, sugere-se para futuros trabalhos que sejam desenvolvidos sistemas com esta configuração, investigando a geometria mais apropriada para cada caso. Ressalta-se que alguns transdutores para emissão apresentam a

geometria de um monoelemento volumétrico cilíndrico (setorial), devendo esta geometria ser explorada, utilizando as premissas do Laboratório de Ultrassom. Os piezocompósitos, por reduzirem os modos de vibração laterais, aumentarem o fator de acoplamento e aumentarem a largura de banda, podem ser considerados como materiais constitutivos dos transdutores. A investigação de outros materiais para as camadas passivas do transmissor também podem ser consideradas.

Outro tema que vem recebendo bastante atenção nos últimos anos trata da comunicação subaquática por ondas ultrassônicas. Dessa forma, sugere-se a pesquisa de materiais e métodos envolvidos na fabricação de modems acústicos, assim como a investigação de configurações apropriadas de transdutores para essas aplicações.

REFERÊNCIAS¹

- [1] R. J. BOBBER, Underwater Electroacoustic Measurements, Orlando, Florida: Naval Research Laboratory, 1970.
- [2] M. LASKY, "Review of undersea acoustics to 1950," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vols. 283-297, 1977.
- [3] N. D. R. C. NDRC, Physics of Sound in the Sea, Los Altos, CA: Peninsula Publishing, 1980.
- [4] J. CURIE e P. CURIE, "Contractions et dilatations produites par des tensions électriques dans les cristaux hémihédres à faces inclinées," *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, vol. 93, 1880.
- [5] G. LIPPMANN, "Principe de la conservation de l'électricité," *Annales de chimie et de physique*, vol. 24, 1881.
- [6] I. (. H. Institution), Reference text for training in hydrography, Monaco, 2001.
- [7] M. D. H. B. F. e. W. O. B. MCCOLLUM, "Transducers for sonics and ultrasonics," *Proc. of the Third international Workshop on transducers for sonics and ultrasonics*, 1992.
- [8] R. O. NIELSEN, Sonar signal processing, Norwood, MA, 1991.
- [9] R. J. URICK, Principles of Underwater Sound, New York, NY: McGraw-Hill Book Company, 1983.
- [10] J. P. e. C. H. A. FISH, Sound Underwater Images: A Guide to the Generation and Interpretation, Orleans, MA: Lower Cape Publishing, 1991.
- [11] L. J. CUTRON, "Additional characteristics of synthetic-aperture sonar systems and a further comparison with non synthetic-aperture sonar systems," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vols. 1213-1218, 1977.
- [12] K. VICKERY, "Acoustic positioning systems. New concepts-the future," *Proceedings Of The 1998 Workshop on Autonomous Underwater Vehicles*, Vols. 103-110, 1998.
- [13] M. B. LARSEN, "Synthetic long baseline navigation of underwater vehicles," *OCEANS 2000*, 2000.
- [14] J. J. B. A. A. e. S. C. M. LEONARD, Autonomous Underwater Vehicle Navigation, Cambridge, MA: Dept. of Ocean Engineering, MIT, 1998.

¹ De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT NBR 6023).

- [15] R. M. D. e. L. S. D. ABILEAH, "Long-range acoustic detection and tracking of the humpback whale Hawaii-Alaska migration," *Prospects for the 20 21st Century*, 1996.
- [16] D. B. e. B. A. B. KILFOYLE, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Oceanic Eng.*, Vols. 4-27, 2000.
- [17] M. S. P. N. ., C. J. MARTINS, High Data Rate Acoustic Modem for Underwater Applications, Guimarães, Portugal: Minho University, 2014.
- [18] R. F. J. F. e. M. L. NEWNHAM, "Composite piezoelectric sensors and actuators," *Materials for Smart Systems*, vol. 360, no. 11, 1994.
- [19] C. H. e. B. J. L. SHERMAN, Transducers and Arrays for Underwater Sound, Cohasset, MA: Office of Naval Research, 2007.
- [20] L. W. SCHMERR, Fundamentals of Ultrasonic Phased Arrays, Iowa, EUA: Spreinger, 2011.
- [21] G. S. e. D. C. S. KINO, "Design of Slotted Transducers Arrays with Matched Backings," *Ultrasonic Imaging*, vol. 1, 1979.
- [22] D. H. Turnbull, "Fabrication and Characterization of Transducer Elements in Two-Dimensional Arrays for Medical Ultrasound Imaging," *IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL*, 1992.
- [23] P. LEWIN, "Devices for Ultrasound Field Parameter Measurements," *International Biomedics Engineering Days*, 1992.
- [24] D. R. BACON, "Characteristics of a PVDF Membrane Hydrophone for Use in the Range 1-100 MHz," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, pp. SU-29, Janeiro 1982.
- [25] A. G. T. M. G. HARVEY, "Review of High-Power Ultrasound—Industrial Applications and Measurement Methods," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Março 2014.
- [26] H. KAWAI, "The piezoelectricity of polyvinylidene fluoride," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 8, no. 7, 1969.
- [27] P. e. S. M. E. LEWIN, "Wide-band piezoelectric polymer acoustic sources," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 35, no. 2, 1988.
- [28] M. PLATTE, "A polyvinylidene fluoride needle hydrophone of ultrasonic applications," *Ultrasonics*, 1985.
- [29] D. T. W. D. R. R. H. TANCRELL, "Properties pf PVDF Polymer for Sonar," *Ultrasonics Symposium*, 1985.

- [30] H. GALLANTREE, "A PMF Array for a 360" Scanning Sonar," *ULTRASONICS SYMPOSIUM*, 1983.
- [31] "<http://www.airmar.com/pvdf.html>," AIRMAR TECHNOLOGY CORPORATION, 2020. [Online].
- [32] M. TRANSDUCERS, "<http://www.msitransducers.com/products.html#f>," MSI TRANSDUCERS, 2020. [Online].
- [33] P. A. L. G. e. B. R. LEWIN, "Sensitivity of ultrasonic hydrophone probes below 1 MHz," *Ultrasonics*, Vols. 135-139, 2000.
- [34] R. C. e. a. PRESTON, "PVDF membrane hydrophone performance properties and their relevance to the measurement of the acoustic output of medical ultrasonic equipment," *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, vol. 16, 1982.
- [35] P. A. LEWIN and M. E. e. C. R. C. SCHAFER, "Factors Affecting the Choice of Preamplification for Ultrasonic Hydrophone Probes," *Ultrasound in Medicine and Biology*, vol. 13, no. 3, 1987.
- [36] T. IKEDA, *Fundamentals of Piezoelectricity*, Oxford, Inglaterra: Oxford University Press, 1996.
- [37] A. R. SELFRIDGE, "Approximate Material Properties in Isotropic Materials," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Vols. SU-32, 1985.
- [38] S. ROBERTS, "Dielectric and Piezoelectric Properties of Barium Titanate," *Physics*, Vols. 890-895, 1947.
- [39] D. D. ZAGOTTIS, "Introdução à teoria das estruturas," Apostila - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 1982.
- [40] G. S. KINO, *Acoustic Waves: Devices, Imaging and Analog Signal Processing*, EUA: Prentice-Hall, 1987.
- [41] P. CAWLEY and N. e. H. D. GUO, "The Finite Element Analysis of the Vibration Characteristics of Piezoelectric Discs," *Journal of Sound and Vibration*, Vols. 115-138, 1992.
- [42] S. P. L. B. P. S. S. e. D. S. SHERRIT, "Comparison of the Mason and KLM Equivalent Circuits for Piezoelectrics Resonator in the Thickness Mode," in *IEEE Ultrasonics Symposium*, Caesars Tahoe, NV, USA, 1999.
- [43] H. e. W. K. ALLIK, "Vibrational response of sonar transducers using piezoelectric finite element," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 56, no. 6, 1974.

- [44] D. e. C. Y. LIU, "Fundamentals and Applications of the Finite Element Method in Analysing Structural and Non-Structural Marine Problems," *The Society of Naval Architects and Marine Engineers*, 1981.
- [45] K. J. BATHE, *Finite Element Procedures*, Watertown, EUA: Prentice Hall, 2014.
- [46] H. e. H. T. J. ALLIK, "Finite Element Method for Piezoelectric Vibration," *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 2, no. 151-157, 1970.
- [47] G. NADER, "Desenvolvimento de Técnicas de Caracterização de Transdutores Piezelétricos," vol. Tese de Doutorado, 2002.
- [48] C. Z. H. e. K. M. CAI, "Modeling of Material Damping Properties in ANSYS," in *ANSYS conference*, Petersburg, 2002.
- [49] ANSYS, "www.ansys.com>Services>Training," ANSYS, 2016. [Online].
- [50] D. C. MOREIRA, *Construção e Caracterização do Campo Acústico de Transdutores*, São Carlos – São Paulo - Brasil: Universidade Federal de São Carlos, 2008.
- [51] E. P. O. C. G. e. S. A. R. PAPPADAKIS, "Fabrication and Characterizations of Transducers," *Physical Acoustics*, vol. 24, 1999.
- [52] E. Franco, "DETERMINATION OF THE ACOUSTIC PROPERTIES OF TUNGSTEN/EPOXY AND TUNGSTEN/POLYURETHANE COMPOSITES USING ULTRASONIC TRANSMISSION TECHNIQUE," in *Proceedings of COBEM 2005*, Ouro Preto, MG, 2005.
- [53] F. L. Tadeusz Stepinski, "Synthetic aperture focusing techniques for ultrasonic imaging of solid objects," in *EUSAR*, 2010.
- [54] A. FREEDMAN, "Sound field of a Rectangular Piston," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 32, 1960.
- [55] P. R. STEPANISHEN, "The Time-Dependent Forces and Radiation Impedances on a Piston in a Rigid Infinite Planar Baffles," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 49, 1971.
- [56] J. C. e. W. J. G. LOCKWOOD, "High-speed method for computing the exact solution for the pressure variations in the near field of a baffled piston," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 53, 1973.
- [57] A. J. e. W. J. P. HAYMAN, "Transmission and reception of short ultrasonic pulses by circular and square transducers," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 66, 1979.

- [58] G. R. HARRIS, "Review of transient field theory for a baffled planar piston," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 70, 1981.
- [59] S. e. W. J. P. MACLAREN, "Transmit-receive mode responses from finite-sized targets in fluid media," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 82, 1987.
- [60] N. G. P. E. e. P. M. LAMBERTI, "Modello matriciale e suo impiego nell'ottimizzazione della risposta impulsiva del trasduttore multielemento," Salerno, 1987.
- [61] J. L. e. G. U. L. SAN EMETERIO, "Diffraction impulse response of rectangular transducers," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 92, 1992.
- [62] J. A. e. S. N. B. JENSEN, "Calculation of pressure fields from arbitrarily shaped, apodized, and excited ultrasound transducers," *IEEE Transactions*, vol. 39, 1992.
- [63] J. A. JENSEN, "Ultrasound fields from triangular apertures," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 100, 1996.
- [64] K. K. e. Z. M. SHUNG, "Ultrasonic Transducers and Arrays," *IEEE Engineering in Medicine and Biology*, 1996.
- [65] L. GOMEZ-ULLATE, "Análisis del campo ultrasónico transitorio emitido por arrays lineales sometidos a excitaciones temporales arbitrarias," Madrid, 2000.
- [66] B. e. S. K. PIWAKOWSKI, "A New Approach to Calculate the Field Radiated from Arbitrarily Structured Transducer Arrays," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 46, 1999.
- [67] B. W. e. W. P. D. DRINKWATER, "Ultrasonic Arrays for Non-Destructive Evaluation: A Review," *NDT & E International*, vol. 39, 2006.
- [68] A. e. H. D. A. NEIL, "A theoretical model for a finite-size acoustic receiver," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 115, 2004.
- [69] J. H. e. C. S. W. LEE, "A Parametric Study of Ultrasonic Beam Profiles for a Linear Phased Array Transducer," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 47, 2000.
- [70] F. LINGVALL, "Time-Domain reconstruction methods for Ultrasonics array imaging: a statistical approach," Uppsala, 2004.
- [71] P. R. STEPANISHEN, "Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 49, 1971.
- [72] D. E. L. S. e. B. L. ROBINSON, "Near field transient radiation patterns for circular pistons," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal*, vol. 22, 1974.

- [73] T. A. WHITTINGHAM, "New and Future Developments in Ultrasonic Imaging," *The British Journal of Radiology*, vol. 70, 1997.
- [74] O. T. S. S. W. VON RAMM, "A Multiple Frequency Array for Improved Diagnostic Imaging," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Vols. SU-25, no. 6, 1978.
- [75] U. S. e. Leeudomwong, "Ultrasonic Hydrophone's Effective Aperture Measurements," *International Conference on Biomedical Engineering and Biotechnology*, 2012.