

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

RAFAEL MATEUS TISCHER

**USO DE MODULAÇÃO DE FASE INSTANTÂNEA PARA FORMAÇÃO DE
IMAGENS POR ULTRASSOM USANDO ONDAS DE LAMB**

Ilha Solteira
2020

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL MATEUS TISCHER

**USO DE MODULAÇÃO DE FASE INSTANTÂNEA PARA FORMAÇÃO
DE IMAGENS POR ULTRASSOM USANDO ONDAS DE LAMB**

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia de Ilha Solteira – UNESP como
parte dos requisitos para obtenção do título
de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área: automação

Prof. Dr. Ricardo Tokio Higuti
Orientador

Ilha Solteira
2020

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

T611u Tischer, Rafael Mateus.
 Uso de modulação de fase instantânea para formação de imagens por
 ultrassom usando ondas de Lamb / Rafael Mateus Tischer. -- Ilha Solteira: [s.n.],
 2020
 69 f. : il.

 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de
 Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2020

 Orientador: Ricardo Tokio Higuti
 Inclui bibliografia

 1. Ensaio não destrutivo.. 2. Ondas de Lamb.. 3. Fase instantânea.

Raiane da Silva Santos
Raiane da Silva Santos

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Uso de modulação de fase instantânea para formação de imagens por ultrassom usando ondas de Lamb

AUTOR: RAFAEL MATEUS TISCHER

ORIENTADOR: RICARDO TOKIO HIGUTI

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. RICARDO TOKIO HIGUTI

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP

Prof. Dr. VANDER TEIXEIRA PRADO

Campus de Cornélio Procopio / Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Prof. Dr. FLÁVIO BUIOCHI

Departamento de Engenharia Mecatrônica e Sistemas Mecânicos / Escola Politécnica da USP - POLI

Ilha Solteira, 04 de setembro de 2020

Dedico esta conquista à memória do meu pai Valdir, que em cima de um andaime, baixo de sol escaldante, assentou tijolos e bateu massa a vida inteira para criar seus 3 filhos. Saiba que sinto muito orgulho e saudades, e que carrego o senhor no meu coração em qualquer lugar que vou, te amo pai.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a minha mãe Marli, por me apoiar e amar incondicionalmente, independente de todas as dificuldades que passamos neste período. Meu irmão Marcos que deixou seu TCC de lado para me ajudar fazer os experimentos e a concluir o mestrado. Meu tio Elton pelos conselhos e por acreditar no meu potencial desde sempre. Ao Prof. Ricardo Tokio Higuti, pela paciência e pela ajuda constante. Ao Prof. Claudio Luiz de Carvalho, do departamento de física da FEIS-UNESP pela ajuda na metalização dos transdutores. Ao Prof. Flávio Buiocchi do departamento de engenharia mecatrônica e sistemas mecânicos da Escola Politécnica da USP, pelo corte das cerâmicas, e finalmente, aos meus amigos da república, Fabrício Ely, Alan Maia e Lucas Carvalho, que foram minha família durante todo este tempo. “O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001”

RESUMO

A formação de imagens de placas usando arrays ultrassônicos e ondas de Lamb é um tópico de interesse em muitas áreas industriais, tais como o aeronáutico, automotivo e do petróleo. Técnicas utilizando operações *delay and sum* (DAS) e a amplitude instantânea dos sinais, de cada par emissor-receptor, produzem imagens de alta qualidade, mas estas imagens podem ter problemas relacionados à zona morta, artefatos e na detecção de defeitos distantes do array. A utilização de outras informações dos sinais, como a fase instantânea (IP), produzem imagens de coerência, que podem superar estes problemas. A imagem IP é produzida substituindo a amplitude instantânea pela fase instantânea no algoritmo DAS. Este trabalho explora a utilização da modulação de fase (PM), nos sinais de excitação do array ultrassônico, e pós-processando a imagem IP demodulada. A imagem final é produzida correlacionando o sinal modulador com a imagem IP demodulada, produzindo a imagem de coeficientes de Pearson (PC). Devido à largura de banda finita do sistema (transdutor-placa), cada modo de propagação tem uma resposta em frequência, neste trabalho foi utilizado o modo pouco dispersivo S₀, logo foi analisado o efeito da resposta em frequência deste modo nos sinais ultrassônicos e na imagem PC. A imagem PC resultou em melhora na resolução lateral e redução de artefatos, e pode ser utilizada em conjunto com as imagens de amplitude convencionais para analisar as imagens e detectar defeitos.

Palavras-chave: Ensaio não destrutivo. Ondas de Lamb. Fase instantânea. Modulação de fase. Coeficiente de correlação de pearson.

ABSTRACT

Imaging of plate-like structures using ultrasonic arrays and Lamb waves is a topic of interest in several industry fields, such as aeronautic, automotive and petroleum. DAS (Delay-And-Sum) techniques using the instantaneous amplitudes of the emitter-receiver signals generate high quality images, but these images can suffer from problems related to deadzone, artifacts and detection of reflectors far from the array. The use of other signal information, such as the instantaneous phase (IP), produce coherence images that can overcome these problems. The IP image is produced by substituting the instantaneous amplitude by the instantaneous phase in the DAS algorithm. This work explores the use of phase modulation (PM) in the excitation signals of the ultrasonic array and post processing of the demodulated IP image. The final image is produced by correlating the phase modulating signal and the demodulated IP image, producing the Pearson coefficient (PC) image. Due to the finite bandwidth of the system (transducer-plate), each propagation mode has a frequency response, and in this work the low dispersion S0 mode is used, and its effect on the ultrasonic signals and PC image is analyzed. The PC images resulted in improvement in lateral resolution and artifacts reduction, and can be used in conjunction with the conventional amplitude images to image analysis and defect detection.

Keywords: Non destructive testing. Lamb waves. Instantaneous phase. Phase modulation. Pearson correlation coefficient.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Geometria da placa metálica.	11
FIGURA 2	– Deslocamentos no interior da placa - Modo A0	15
FIGURA 3	– Deslocamentos no interior da placa - Modo S0	15
FIGURA 4	– Velocidade de fase e frequência - Modos simétrico (linha cheia) e anti-simétrico (linha tracejada)	18
FIGURA 5	– Velocidade de grupo e frequência - Modos simétrico (linha cheia) e anti-simétrico (linha tracejada)	19
FIGURA 6	– Array linear de N elementos quadrados com espaçamento d	20
FIGURA 7	– Fontes pontuais e ponto no campo distante	21
FIGURA 8	– Diagramas de irradiação para fontes pontuais, apodização uniforme, para vários valores de N	23
FIGURA 9	– Sinal de referência (a), forma de onda para correlação (b), valores de coeficiente de Pearson calculados (c).	28
FIGURA 10	– Sinais de excitação para vários valores de K_p , no domínio do tempo (a) e no domínio da frequência (b).	30
FIGURA 11	– Procedimento de extração dos cortes da imagem IP, demodulação, correlação e formação da Imagem PC.	31
FIGURA 12	– Sinal de excitação modulado em fase (a), fase instantânea do sinal de excitação (b), sinal de excitação demodulado (linha cheia) e mensagem original (tracejado), (c).	32
FIGURA 13	– PSF feita utilizando modulação de fase triangular, PSF de amplitude com envoltória (a), PSF de fase (b), para N=8.	33
FIGURA 14	– Comparação das PSFs com modulação de fase (a), e sem modulação (b), para N=8.	34
FIGURA 15	– Corte na PSF IP (a), corte após a demodulação (b), detalhe da região sobre o refletor (c).	35
FIGURA 16	– Imagem de amplitude (a), coeficientes de Pearson (b), imagem de amplitude x Pearson (c), imagem binária considerando $ P \geq 0,7$ (d).	36
FIGURA 17	– Diagrama de blocos do levantamento experimental	38
FIGURA 18	– transdutor PZ-26 - dimensões em milímetros	38
FIGURA 19	– Sinal utilizado para excitação	39
FIGURA 20	– Acoplamento de ondas de Lamb	40
FIGURA 21	– Resposta em magnitude do sistema para os modos A0 e S0	41
FIGURA 22	– Velocidade de grupo experimental (círculos) e teórica (linha cheia), modos A0 e S0.	42
FIGURA 23	– Representação da placa de alumínio e defeitos inseridos.	43
FIGURA 24	– Array de transdutores montado para a formação das imagens.	44
FIGURA 25	– Imagem de amplitude sem modulação de fase, envoltória, em dB.	44
FIGURA 26	– Imagem de fase sem modulação, em radianos.	45
FIGURA 27	– Imagem de fase sem modulação, envoltória, em dB.	45
FIGURA 28	– Imagem de amplitude com modulação de fase, envoltória, em dB.	46
FIGURA 29	– Imagem de IP RF com modulação de fase, em radianos.	47

FIGURA 30	– Imagem IP com modulação de fase, envoltória, em dB.	47
FIGURA 31	– Imagem PC.	48
FIGURA 32	– Ponderação da imagem de amplitude através da imagem PC.	49
FIGURA 33	– Corte 1 na imagem IP com modulação de fase, passando pelos refletores 1 e 4 (a), corte demodulado (b), detalhe da região correspondente ao refletor 1 (c).	50
FIGURA 34	– Corte 2 na imagem IP com modulação de fase, sem nenhum defeito (a), corte após a demodulação (b).	51
FIGURA 35	– Espectros do sinal de excitação com modulação, magnitude do modo S0, e o resultado da multiplicação na frequência entre ambos.	52
FIGURA 36	– Sinal de excitação modulado em fase (a), sinal levando em conta a magnitude do modo S0 (b), sinal experimental recebido pela cerâmica (c).	53
FIGURA 37	– Sinal de excitação levando em conta resposta do modo S0 (a), Fase instantânea do sinal de excitação (b), sinal demodulado (c).	54
FIGURA 38	– Imagem de Pearson utilizando a compensação do sinal de referência.	55
FIGURA 39	– Imagem de Pearson utilizando a compensação do sinal de referência, em dB.	56
FIGURA 40	– Imagem de amplitude sem modulação de fase, ponderada pela imagem PC em dB.	57
FIGURA 41	– Imagem binária formada a partir da imagem PC considerando limiar de 0,7.	58
FIGURA 42	– Comparação entre imagens de amplitude sem modulação em dB (a), imagem de Pearson em dB (b), imagem de amplitude ponderada em dB (c) e imagem binária (d).	59
FIGURA 43	– Detalhe no defeito 1, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.	60
FIGURA 44	– Detalhe no defeito 2, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.	60
FIGURA 45	– Detalhe no defeito 3, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.	61
FIGURA 46	– Detalhe no defeito 4, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.	61

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CFM	Coherence fator map
DAS	Delay and sum
DTFT	Discrete Time Fourier Transform
FFT	Fast fourier transform
FMC	Full matrix capture
IP	Instantaneous phase
NDT	Non destrutive testing
PC	Pearson coefficient
PSF	Point spread function
PZT	Piezo-electric transducer
SA	Synthetic apperture
SAFT	Synthetic apperture focusing technique
SAR	Synthetic apperture radar
SAU	Synthetic apperture ultrasound
SHW	Shear horizontal wave
SNR	Signal to noise ratio
TF	Transformada de Fourier
TFM	Total focusing method

LISTA DE SÍMBOLOS

A_i	Amplitude de uma onda arbitrária
ν	Coeficiente de Poisson
λ	Comprimento de onda
μ	Constante de Lamé
Λ	Constante de Lamé
S	Deformação mecânica
ρ	Densidade do material
Δ_d	Distância entre elementos para medição da velocidade de propagação
$\xi_{ij}(t)$	Fase instantânea
Φ	Função potencial escalar
ψ	Função potencial vetorial
ω	Frequência angular
f_{cA}	Frequência de corte dos modos anti-simétricos
f_{cS}	Frequência de corte dos modos simétricos
E	Módulo de elasticidade de Young
k	Número de onda
v_i	Sinal recebido pelo elemento i
τ_t	Tempo de propagação
τ_{ixz}	Tempo de voo
T	Tensão
c_p	Velocidade de fase
c_g	Velocidade de grupo
c_l	Velocidade longitudinal
c_t	Velocidade transversal

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	6
1.1	OBJETIVOS.....	9
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	9
2	ONDAS DE LAMB.....	10
2.1	MODELAGEM MATEMÁTICA DE UMA ONDA.....	10
2.2	PROPAGAÇÃO DE ONDAS DE LAMB EM PLACAS METÁLICAS.....	11
2.3	CURVAS DE DISPERSÃO.....	17
3	ARRAYS.....	20
3.1	ARRAY LINEAR.....	20
3.2	ABERTURA SINTÉTICA.....	23
3.3	TFM.....	24
3.4	IMAGEM DE FASE INSTANTÂNEA.....	25
4	UTILIZAÇÃO DA CORRELAÇÃO DE PEARSON E MODULAÇÃO DE FASE.....	27
4.1	COEFICIENTE DE CORRELAÇÃO DE PEARSON.....	27
4.2	MODULAÇÃO DE FASE.....	29
4.3	FORMAÇÃO DA IMAGEM DE COEFICIENTES DE PEARSON.....	31
4.4	SIMULAÇÕES POR PSF.....	32
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	37
5.1	GERAÇÃO DE ONDAS DE LAMB.....	37
5.2	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA E VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO..	40
5.3	FORMAÇÃO DE IMAGENS EXPERIMENTAIS.....	42
5.4	IMAGENS SEM MODULAÇÃO DE FASE.....	44
5.5	IMAGENS COM MODULAÇÃO DE FASE.....	45
5.6	IMAGENS FORMADAS UTILIZANDO CORRELAÇÃO DE PEARSON..	49
5.7	INFLUÊNCIA DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO MODO S0.....	51
5.8	UTILIZAÇÃO DA RESPOSTA DO MODO S0 PARA GERAR UM NOVO SINAL DE REFERÊNCIA.....	53
6	CONCLUSÕES.....	63
	REFERÊNCIAS.....	66

1 INTRODUÇÃO

Placas metálicas são amplamente utilizadas em variadas aplicações industriais, sendo empregadas na fabricação de contêineres, navios, automóveis, aviões, tubos e muitos outros. Inspeções de placas metálicas utilizando ultrassom são eficazes para identificar defeitos como corrosão, quebras, defeitos causados por impactos e problemas nas soldas (LASSER *et al.*, 1999).

Ondas de Lamb são ondas guiadas que ocorrem em placas com fronteiras livres de esforços (ROSE, 1999). Conhecidas desde 1916, quando Horace Lamb deduziu suas equações e provou matematicamente que placas elásticas podem vibrar em variados modos. Em 1951, foi desenvolvido um método para gerar as ondas teorizadas por Lamb (FIRESTONE; LING, 1951). Seis anos passados, foram demonstradas suas aplicações em NDT (WORLTON, 1957). Para a formação de imagens de ultrassom de placas metálicas, as ondas de Lamb apresentam algumas vantagens quando comparadas com ondas volumétricas, visto que podem se propagar de modo guiado por grandes distâncias com relativamente pouca atenuação (SU; YE, 2009).

Em decorrência dessas vantagens, cada vez mais se tem utilizado ondas de Lamb para na área de NDT. Técnicas utilizam ondas de Lamb combinadas com ondas SHW para identificar áreas da placa que apresentam fadiga estrutural (CHO. *et al.*, 2019) . Foram utilizadas tais ondas para identificação de defeitos em placas enrijecidas (HAIDER *et al.*, 2018). Também encontram-se trabalhos no sentido de analisaram as reflexões das fronteiras da placa para melhorar a localização dos defeitos (EBRAHIMKHANLOU; DUBUC; SALAMONE, 2016). *Arrays* móveis foram desenvolvidos, para a inspeção que podem utilizar tanto ondas de Lamb quanto a impedância eletromecânica da placa na identificação de defeitos (ZHENG *et al.*, 2019). Um método foi desenvolvido para viabilizar a separação de modos de ondas de Lamb, abrindo caminho para a utilização de ondas de Lamb mono-modo, melhorando a capacidade de localização de defeitos (ZHOU *et al.*, 2019).

A resolução lateral de uma imagem é limitada, principalmente, pelas características físicas do *array*, como o espaçamento entre os elementos e sua abertura (CAMACHO; PARRILLA; FRITSCH, 2009), Já a resolução radial depende de fatores como o número de ciclos do pulso e o comprimento de onda (ROSE, 1999). Um *array* ideal, teria uma quantidade infinita de elementos sem espaçamento, o que é impossível de ser conseguido na prática (DRINKWATER; WILCOX, 2006). Também deve ser levado em consideração

a instrumentação, pois a complexidade da eletrônica para a varredura cresce à medida que aumentamos o número de elementos do mesmo (DRINKWATER; WILCOX, 2006).

A formação das imagens de ultrassom neste trabalho utiliza a técnica denominada *full matrix capture* (FMC) (HOLMES; DRINKWATER; WILCOX, 2005), e o algoritmo *total focusing method* (TFM). O TFM realiza a soma coerente da amplitude ou de fase dos sinais de reflexão, calculando o atraso referente à cada elemento do *array* para um ponto focal da região de busca. Tem a vantagem de possibilitar a melhor resolução lateral possível (HOLMES; DRINKWATER; WILCOX, 2005). A soma coerente de sinais de amplitude tende a perder qualidade para refletores que estão longe do *array*, devido à atenuação das ondas causando piora na *Signal to noise ratio* (SNR), do inglês relação sinal-ruído. Assim, cada vez mais tem se investigado a utilização da fase instantânea destes sinais, que apresenta maior imunidade ao ruído.

Trabalhos foram publicados sugerindo a utilização de fatores de coerência baseados na análise da diversidade de fase (CAMACHO; PARRILLA; FRITSCH, 2009), e posteriormente, (CAMACHO *et al.*, 2020). Estudando a fase, foi proposto o mapa de fatores de coerência (CFM), no qual é realizada uma análise espectral da dispersão de fase para chegar a um fator de ponderação (MARTÍNEZ-GRAULLERA *et al.*, 2011). A análise estatística do ruído branco levou a propor um limiar de fase instantânea, extraído da soma coerente de fase (PRADO *et al.*, 2014). Este limiar é usado como máscara na imagem de amplitude, melhorando a identificação de defeitos. A ideia foi estendida para defeitos muito próximos ao *array*, e foi bem sucedida em detectar defeitos na zona morta (ZHANG *et al.*, 2020).

Pesquisas estudaram a utilização de sinais modulados para a melhoria da relação sinal ruído (SNR) em imagens de ultrassom (MISARIDIS; JENSEN, 2005). Neste trabalho, os autores analisaram a aplicação de modulação FM linear, não linear e código de Golay, obtendo melhorias de 12 a 18 dB na SNR para refletores distantes em meios atenuantes. Os autores utilizaram sinais de excitação *chirp* de banda larga e estreita, cuja duração e frequências foram otimizadas, possibilitando tempos de aquisição menores, menor armazenamento de dados e melhoria na SNR (MICHAELS *et al.*, 2013). Trabalhos analisaram a inserção da modulação de fase nos sinais de excitação para aplicações médicas, concluindo, no entanto, que a resposta em frequência dos transdutores é inapropriada para a largura de banda dos pulsos modulados (ZHOU, 2020).

Devido a limitação de largura de banda dos transdutores, o uso de sinais modulados não tem atraído muito a atenção de grupos de pesquisa relacionados a ultrassonografia. Este trabalho, no entanto, propõe a utilização de um sinal modulado em fase para a formação de uma

nova imagem, que pode ser utilizada como fator de ponderação para a imagem de amplitude, ou máscara binária conforme proposto por (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018).

Para um corte na imagem de fase instantânea, saindo do centro do *array*, passando por cima de um defeito, o trecho do corte referente ao defeito terá o mesmo formato do sinal de excitação, consequentemente a mesma fase instantânea (PRADO, 2014). Caso este sinal tenha sido modulado em fase por um sinal de referência, após a demodulação, o trecho sobre o defeito deverá apresentar a forma de onda do sinal de referência (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018).

Após estas etapas, é calculado um coeficiente de similaridade entre uma janela do corte demodulado e o sinal de referência, em seguida, desloca-se a janela um determinado número de amostras, de modo a haver sobreposição e calcula-se novamente a similaridade. Após a varredura do corte pelas janelas, teremos um novo corte, mas desta vez constituído dos valores de similaridade, espera-se que, nos trechos sobre os defeitos, seja possível recuperar o sinal de referência e teremos valores de similaridade relativamente altos.

A resposta em magnitude do transdutor não é ideal (ZHOU, 2020), causando distorções no sinal de excitação e consequentemente na fase instantânea, inviabilizando a aplicação do coeficiente de similaridade, resultando em valores muito baixos, dado que o sinal recuperado após a demodulação será diferente do sinal de referência. Assim, neste trabalho, foi levantada a resposta em magnitude para o modo S0, do transdutor utilizado no *array*. Sabendo a resposta em magnitude do modo S0 na frequência, podemos calcular a TF, via algoritmo FFT, e multiplicar o espectro dos dois, resultando em um novo espectro, este referente ao sinal de excitação distorcido pela cerâmica. Utilizando este novo espectro gerado, é feita a FFT inversa, extraímos sua fase instantânea e a demodulamos, produzindo um novo sinal de referência distorcido pela cerâmica. Este novo sinal de referência, criado levando em conta a resposta em frequência do sistema, foi possível aplicar o coeficiente de Pearson, melhorando a qualidade da imagem quando comparada à imagem de amplitude convencional.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é realizar a verificação experimental da viabilidade da utilização da modulação de fase, em conjunto com um coeficiente de similaridade, no sentido de melhorar a resolução lateral, reduzir a zona morta, artefatos e ruído de fundo, de uma imagem de ultrassom utilizando ondas de Lamb.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

No Capítulo 1, apresenta-se a revisão bibliográfica sobre a formação de imagens por ultrassom a partir de ondas de Lamb, imagens de fase e técnicas recentemente abordadas para a formação e processamento das imagens, bem como a utilização de sinais codificados.

No Capítulo 2 é apresentada a modelagem matemática das ondas de Lamb, são deduzidas as equações para os modos simétrico e anti-simétrico, e apresenta-se as curvas de dispersão relacionando a velocidade de fase e velocidade de grupo com o produto frequência-semi espessura.

No Capítulo 3 são apresentados conceitos referentes à utilização de arrays ultrassônicos, equacionamento e apresentação do diagrama de irradiação, a utilização de técnicas de abertura sintética baseadas em operações DAS, o algoritmo TFM para a formação de imagens de amplitude e fase instantânea.

O Capítulo 4 apresenta o método proposto, o coeficiente de correlação de Pearson, conceitos sobre a modulação de fase, a formação de imagens de coeficientes de Pearson, e apresentada a simulação por PSF que valida teoricamente o método.

No Capítulo 5 apresenta-se o acoplamento das ondas de Lamb na placa, os modos A0 e S0, bem como a resposta em frequência do sistema transdutor-placa, e a velocidade de propagação, para o modo S0. Em sequência são apresentadas as imagens experimentais formadas utilizando sinais de excitação sem modulação de fase, depois com modulação e a imagens de Pearson formadas antes e depois da utilização da resposta em frequência para compensar o sinal de correlação.

No capítulo 6 é apresentada a conclusão, e analisados os resultados alcançados, também sobre as dificuldades encontradas no decorrer do trabalho, e sugestões para trabalhos futuros.

2 ONDAS DE LAMB

Ondas de Lamb são ondas guiadas que ocorrem em placas metálicas sem esforços em suas fronteiras (ROSE, 1999). São interessantes para a área de ensaios não destrutivos pois têm a capacidade de se propagar por distâncias relativamente grandes com pouca atenuação (ALLEYNE; CAWLEY, 1992), (TAKIY *et al.*, 2017), (YU; GIURGIUTIU, 2008).

2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DE UMA ONDA

Podemos representar uma onda $\vec{u}$, se propagando na direção $\hat{x}$ por

$$\vec{u}(x, t) = A_i \cos(\omega t - kx) \hat{y}, \quad (1)$$

também podemos representar a onda através de exponenciais complexas, neste caso

$$\vec{u}(x, t) = A_i e^{j(\omega t - kx)} \hat{y}, \quad (2)$$

sendo $\omega = 2\pi f$ a frequência angular e A_i a amplitude inicial, $\hat{x}$ é o versor do vetor $\vec{x}$, e $\hat{y}$, o versor do vetor $\vec{y}$, que indicam as direções na Figura 1.

O número de onda k é definido por

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c_p}, \quad (3)$$

no qual λ é o comprimento de onda e c_p é a velocidade de fase.

A velocidade de fase pode ser compreendida como a velocidade no qual a superfície equifásica da onda se move, ou seja, o valor de $(\omega t - k\vec{x})$ se mantém constante, a medida que t e x aumentam (ROSE, 1999).

Na prática, não se tem um sinal pulsado com apenas uma componente de frequência, mas um sinal com uma frequência central e uma largura de banda. Logo, temos o conceito de velocidade de grupo c_g (ROSE, 1999)

$$c_g = \frac{\Delta\omega}{\Delta k}, \quad (4)$$

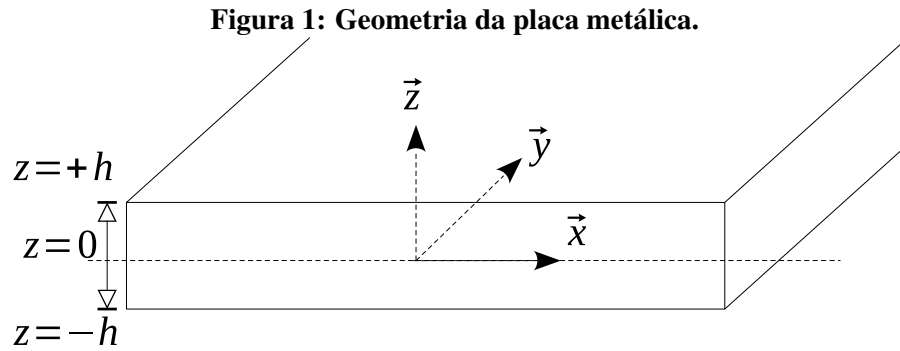
que no limite se torna

$$c_g = \frac{\partial \omega}{\partial k}. \quad (5)$$

Conhecer a velocidade de grupo é fundamental, visto que como já mencionado, para a formação de imagens e ultrassom, emitimos sinais pulsados. Conforme será abordado mais adiante, os pulsos de excitação utilizados para a formação das imagens tem largura de banda relativamente grande, e ao inserirmos informação através de modulação de fase a aumentamos mais ainda.

2.2 PROPAGAÇÃO DE ONDAS DE LAMB EM PLACAS METÁLICAS

Considere uma placa conforme representada na Figura 1, infinita no eixo $\vec{x}$ e $\vec{y}$ com espessura $2h$ e uma onda acústica se propagando na direção $+\vec{x}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O vetor de deslocamento é definido como (KINO, 1987)

$$\vec{u} = \nabla \Phi + \nabla \times \vec{\Psi}, \quad (6)$$

sendo Φ é a função potencial escalar, relacionado aos deslocamentos longitudinais tal que

$$\Phi = F(z)e^{j(\omega t - kx)}\hat{x}, \quad (7)$$

na qual $\vec{\Psi}$ é a função potencial vetorial e esta relacionada aos deslocamentos transversais tal que

$$\vec{\Psi} = jH(z)e^{j(\omega t - kx)}\hat{y}, \quad (8)$$

sendo que $F(z)$ e $H(z)$ são funções auxiliares que variam em z .

Devido a simetria do problema, consideram-se deslocamentos apenas nos eixos x e z, desta forma

$$\vec{u} = u_x \hat{x} + u_z \hat{z}. \quad (9)$$

A partir de (6) se obtêm

$$\nabla \Phi = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial \Phi}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial \Phi}{\partial z} \hat{z}, \quad (10)$$

e

$$\nabla \times \vec{\Psi} = \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \vec{\Psi}_x & \vec{\Psi}_y & \vec{\Psi}_z \end{bmatrix} \quad (11)$$

A partir de (9), (10) e (11) obtemos

$$\Phi = \Phi(x, z, t), \text{ tal que} \quad (12)$$

$$\nabla \Phi = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial \Phi}{\partial z} \hat{z}$$

e

$$\vec{\Psi} = \Psi(x, z, t) \hat{y}, \text{ tal que} \quad (13)$$

$$\nabla \times \vec{\Psi} = -\frac{\partial \Psi}{\partial z} \hat{x} + \frac{\partial \Psi}{\partial x} \hat{z}.$$

Substituindo (12) e (13) em (6) obtemos os deslocamentos

$$u_x = \frac{\partial \Phi}{\partial x} - \frac{\partial \Psi}{\partial z} \quad (14)$$

e

$$u_z = \frac{\partial \Phi}{\partial z} + \frac{\partial \Psi}{\partial x}. \quad (15)$$

Podemos calcular F(z) e H(z) através das equações de onda de Helmholtz (ROSE, 1999), para Φ

$$\nabla^2 \Phi - \frac{1}{c_l^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = 0, \quad (16)$$

e para $\vec{\Psi}$

$$\nabla^2 \vec{\Psi} - \frac{1}{c_t^2} \frac{\partial^2 \vec{\Psi}}{\partial t^2} = 0. \quad (17)$$

Sendo c_l a velocidade longitudinal definida por

$$c_l = \sqrt{\frac{\Lambda + 2\mu}{\rho}}, \quad (18)$$

e c_t a velocidade transversal, definida como

$$c_t = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}}, \quad (19)$$

μ e Λ são as constantes de Lamé, tal que

$$\Lambda = \frac{\nu E}{(1 + \nu)(1 - 2\nu)}, \quad (20)$$

e

$$\mu = \frac{E}{2(1 + \nu)}. \quad (21)$$

Onde E é o módulo de elasticidade de Young, ν o coeficiente de Poisson e ρ a densidade do material.

Substituindo (8) em (17) obtemos

$$j \left[\frac{\partial^2 H(z)}{\partial z^2} - k^2 H(z) + \frac{1}{c_t^2} \omega^2 H(z) \right] = 0, \quad (22)$$

sabemos que $k = \frac{\omega}{c_p}$, logo

$$\left[\frac{\partial^2 H(z)}{\partial z^2} - \left(\frac{\omega^2}{c_p^2} + \frac{\omega^2}{c_t^2} \right) H(z) \right] = 0. \quad (23)$$

Substituindo (7) em (16) obtemos

$$\left[\frac{\partial^2 F(z)}{\partial z^2} - \left(\frac{\omega^2}{c_p^2} + \frac{\omega^2}{c_l^2} \right) F(z) \right] = 0. \quad (24)$$

Por simplicidade adotamos

$$a_l = -\frac{\omega^2}{c_p^2} + \frac{\omega^2}{c_l^2}, \quad (25)$$

$$a_t = -\frac{\omega^2}{c_p^2} + \frac{\omega^2}{c_t^2}. \quad (26)$$

A partir das equações diferenciais (23) e (24) obtemos

$$F(z) = A \sin(a_l z) + B \cos(a_l z), \quad (27)$$

e

$$H(z) = C \sin(a_t z) + D \cos(a_t z), \quad (28)$$

A , B , C e D são constantes e dependem da forma de excitação.

Substituindo (27) e (28) em (7) e (8), e os resultados em (14) e (15) obtemos os deslocamentos em $\hat{x}$

$$u_x = -j[kA \sin(a_l z) + kB \cos(a_l z) + a_t C \cos(a_t z) - a_t D \sin(a_t z)] e^{j(\omega t - kx)}, \quad (29)$$

e $\hat{z}$

$$u_z = [a_l A \cos(a_l z) - a_l B \sin(a_l z) + kC \sin(a_t z) + kD \cos(a_t z)] e^{j(\omega t - kx)}, \quad (30)$$

Os senos em u_z e os cossenos em u_x são relacionados ao movimento simétrico com relação ao centro da placa. Já os cossenos em u_z e os senos em u_x são relacionados ao movimento anti-simétrico. Podemos então separar os deslocamentos, para o modo simétrico

$$u_z = [-a_l B \sin(a_l z) + kC \sin(a_t z)] e^{j(\omega t - kx)}, \quad (31)$$

$$u_x = [-jkB \cos(a_l z) - ja_t C \cos(a_t z)] e^{j(\omega t - kx)}. \quad (32)$$

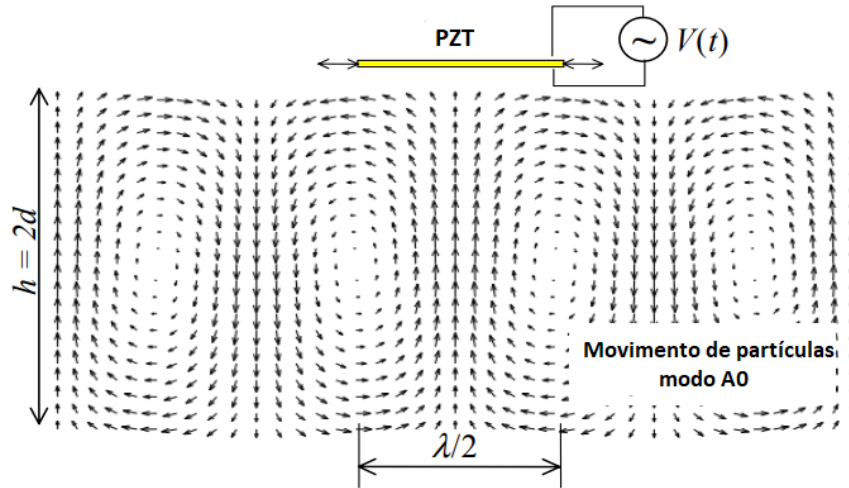
E para o modo anti-simétrico,

$$u_z = [a_l A \cos(a_l z) + kD \cos(a_t z)] e^{j(\omega t - kx)}, \quad (33)$$

$$u_x = [-jkA \sin(a_l z) + ja_t D \sin(a_t z)] e^{j(\omega t - kx)}. \quad (34)$$

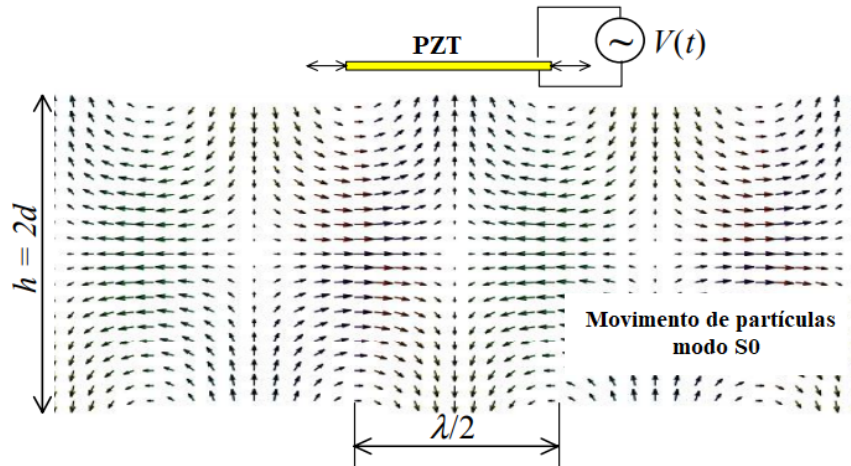
As Figuras 2 e 3 representam a direção do deslocamento das partículas no interior da placa metálica, com espessura $h = 2d$, para os modos A0 e S0.

Figura 2: Deslocamentos no interior da placa - Modo A0



Fonte: (GIURGIUTIU, 2003).

Figura 3: Deslocamentos no interior da placa - Modo S0



Fonte: (GIURGIUTIU, 2003).

Em um meio isotrópico, a lei de Hooke, apresentada em (35), relaciona a tensão T e a deformação mecânica relativa S , na região de elasticidade linear, definida como (GRAFF, 1975)

$$\begin{bmatrix} T_{xx} \\ T_{yy} \\ T_{zz} \\ T_{yz} \\ T_{xz} \\ T_{xy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda + 2\mu & \Lambda & \Lambda & 0 & 0 & 0 \\ \Lambda & \Lambda + 2\mu & \Lambda & 0 & 0 & 0 \\ \Lambda & \Lambda & \Lambda + 2\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{xx} \\ S_{yy} \\ S_{zz} \\ 2S_{yz} \\ 2S_{xz} \\ 2S_{xy} \end{bmatrix}. \quad (35)$$

A deformação S , no plano z e na direção x pode ser obtida a partir do deslocamento $\vec{u}$ através de

$$S_{xz} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_x}{\partial z} + \frac{\partial u_z}{\partial x} \right). \quad (36)$$

Da lei de Hooke obtemos

$$T_{xz} = \mu 2S_{xz}, \quad (37)$$

$$T_{yz} = \mu 2S_{yz}, \quad (38)$$

e

$$T_{zz} = \Lambda S_{xx} + \Lambda S_{yy} + (\Lambda + 2\mu) S_{zz}, \quad (39)$$

Ondas de Lamb se formam em placas cujas fronteiras estão livres de tensões, isto é, para o plano $z = \pm h$, a tensão é nula nas direções x, y e z , logo $T_{xz} = T_{yz} = T_{zz} = 0$. Lembrando que T_{xz} é a tensão no plano z aplicada na direção x , e que não existe descolamento e portanto nem deformação em y

$$\begin{cases} \mu \left[\frac{\partial u_x}{\partial z} + \frac{\partial u_z}{\partial x} \right] = 0 \\ \Lambda \frac{\partial u_x}{\partial x} + (\Lambda + 2\mu) \frac{\partial u_z}{\partial z} = 0, \end{cases} \quad (40)$$

Substituindo os deslocamentos u_x e u_z do modo simétrico em (40) e fazendo $z = h$ obtemos

$$2ka_l B \sin(a_l h) - (k^2 - a_t^2) C \sin(a_t h) = 0, \quad (41)$$

e

$$[k^2 - a_t^2]B \cos(a_l h) + 2ka_t \cos(a_t h) = 0, \quad (42)$$

reescrevendo na forma matricial obtemos

$$\begin{bmatrix} -2ka_l \sin(a_l h) & (k^2 - a_t^2) \sin(a_t h) \\ (k^2 - a_t^2) \cos(a_l h) & 2ka_t \cos(a_t h) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (43)$$

Para encontrar solução além da trivial, $B = 0$ e $C = 0$, calcula-se o determinante da matriz e iguala-se o resultado a zero, chegando na relação de frequência Rayleigh-Lamb para o modo simétrico (ROSE, 1999)

$$\frac{\tan(a_t h)}{\tan(a_l h)} = -\frac{4k^2 a_l a_t}{(k^2 - a_t^2)^2}. \quad (44)$$

Substituindo os deslocamentos do modo anti-simétrico em (40), e realizando os cálculos, chegamos na relação de frequência Rayleigh-Lamb para o modo anti-simétrico

$$\frac{\tan(a_t h)}{\tan(a_l h)} = \frac{-(k^2 - a_t^2)^2}{4k^2 a_l a_t}. \quad (45)$$

2.3 CURVAS DE DISPERSÃO

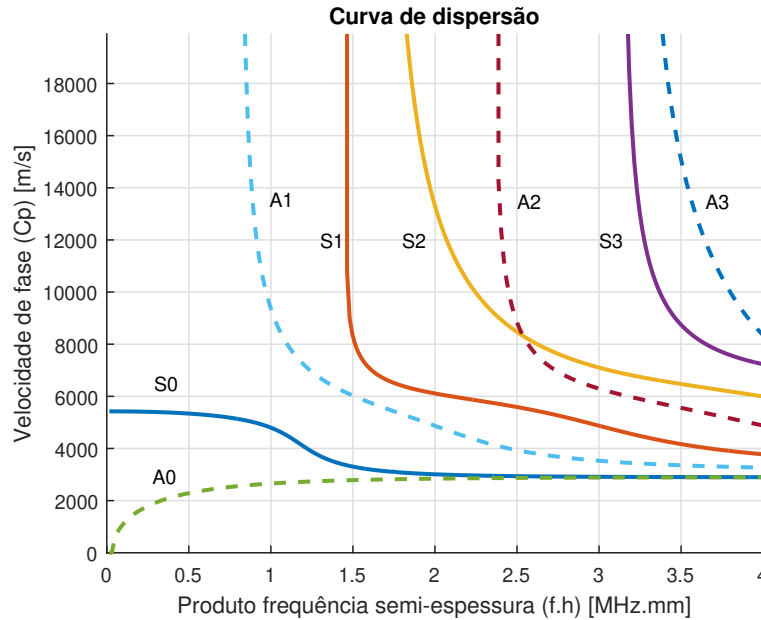
Curvas de dispersão, são gráficos que relacionam a velocidade de propagação da onda de Lamb, com o produto frequência semi-espessura da placa. Para a elaboração das curvas de dispersão, encontramos as raízes das equações 44 e 45, cada raiz representa um modo de propagação acoplado a placa. Para encontrar as raízes da equação, foi utilizado o algoritmo descrito por (ROSE, 1999).

- Escolha um valor de frequência inicial, uma frequência máxima e um passo, que será a resolução na frequência.
- Escolha um valor de velocidade de fase máximo para a busca pelas raízes, para cada frequência, encontre os valores que tornam zero, as equações 44 e 45.
- Para cada frequência, os valores que zeram as equações correspondem a um modo de propagação, e seu valor corresponde a velocidade de fase daquele modo.

A Figura 4 apresenta o gráfico da velocidade de fase em função do produto frequência-metade da espessura para os quatro primeiros modos simétrico (linha cheia) e anti-simétrico

(tracejado). Estas curvas foram obtidas considerando uma placa de alumínio, com velocidade longitudinal de $c_l = 6400$ m/s, e a velocidade transversal, $c_t = 3100$ m/s.

Figura 4: Velocidade de fase e frequência - Modos simétrico (linha cheia) e anti-simétrico (linha tracejada)



Fonte: Elaborado pelo autor.

O Eixo das ordenadas no gráfico da Figura 4, definido como produto frequência semi-espessura, relaciona a metade da espessura da placa em milímetros h e a frequência da onda f em MHz. Já o eixo das abcissas representa a velocidade de fase. Analisando as curvas de dispersão podemos concluir que, para baixos valores de frequência-espessura, dois modos de propagação são acoplados na placa, A0 e S0. A velocidade de fase do modo S0 é quase constante para baixos valores de $f.h$, apresentando pouca dispersão, ao contrário do modo A0. Para valores elevados de $f.h$, a velocidade de fase dos modos A0 e S0 converge para velocidade de Rayleigh, 2850 m/s, já os outros modos convergem para a velocidade transversal, 3100 m/s (ROSE, 1999).

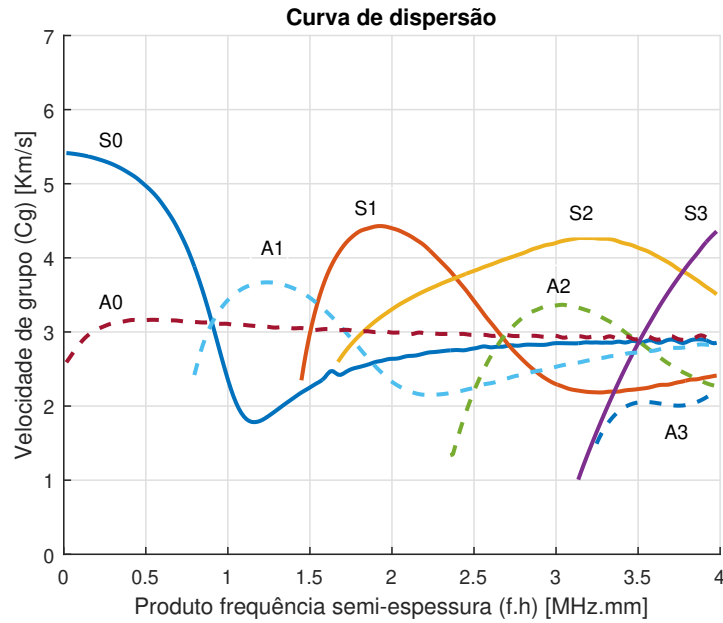
Também é possível observar nas curvas da figura 4, que os modos de maior ordem apresentam comportamento assintótico, ou seja, a velocidade de fase tende ao infinito abaixo de uma determinada frequência. Estas são definidas como frequências de corte do modo simétrico f_{cS} , e as frequências de corte para os modos anti-simétricos f_{cA} . Podemos calcular tais valores fazendo $c_p \rightarrow \infty$ nas equações 25 e 26, depois substituindo nas equações do modo simétrico e anti-simétrico, obtemos (ROSE, 1999)

$$f_{cS} = \begin{cases} \frac{c_t}{2h}, \frac{2c_t}{2h}, \frac{3c_t}{2h}, \frac{4c_t}{2h}, \dots \\ \frac{c_l}{4h}, \frac{3c_l}{4h}, \frac{5c_l}{4h}, \frac{7c_l}{4h}, \dots \end{cases} \quad (46)$$

$$f_{cA} = \begin{cases} \frac{c_t}{4h}, \frac{3c_t}{4h}, \frac{5c_t}{4h}, \frac{7c_t}{4h}, \dots \\ \frac{c_l}{2h}, \frac{2c_l}{2h}, \frac{3c_l}{2h}, \frac{4c_l}{2h}, \dots \end{cases} \quad (47)$$

A Figura 5 apresenta os valores de velocidade de grupo calculados, os modos simétricos são representados por linhas cheias, e os anti-simétricos por linhas tracejadas, neste caso, o eixo das abcissas corresponde à velocidade de grupo da onda.

Figura 5: Velocidade de grupo e frequência - Modos simétrico (linha cheia) e anti-simétrico (linha tracejada)



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 5, novamente fica claro as frequências de corte, visto que para baixos valores de $(f.h)$ temos apenas os modos fundamentais, apenas acima das frequências de corte aparecem os modos de ordem superior.

3 ARRAYS

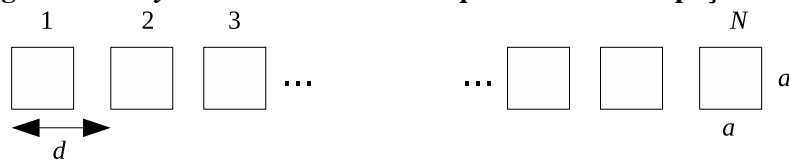
Neste capítulo serão apresentados conceitos referentes aos *arrays* de transdutores. Um *array*, ao contrário de um sistema baseado em um único elemento, permite o direcionamento e a focalização do feixe acústico. Esta característica possibilita seu emprego em sistemas de varredura, tornando possível a inspeção de uma área ou volume sem a necessidade de movimentação da sonda.

Também será apresentado uma breve introdução aos *arrays* lineares, tal qual o utilizado neste trabalho, a modelagem matemática do diagrama de irradiação, efeito do aumento da abertura e espaçamento entre elementos. Também será abordado algoritmos de formação de imagem de amplitude e fase baseados na técnica de abertura sintética.

3.1 ARRAY LINEAR

Um *array* é um conjunto de transdutores controlados eletronicamente e organizados segundo um padrão (DRINKWATER; WILCOX, 2006). Este padrão pode ser unidimensional como mostrado na Figura 6, neste caso chamamos de *array* linear, mas também existem *arrays* bidimensionais ou mesmo circulares, sendo os *arrays* lineares os mais utilizados na indústria (DRINKWATER; WILCOX, 2006). São capazes de formar uma imagem do plano diretamente a sua frente, logo, para este trabalho o *array* linear é adequado pois desejamos formar uma imagem de uma placa de alumínio.

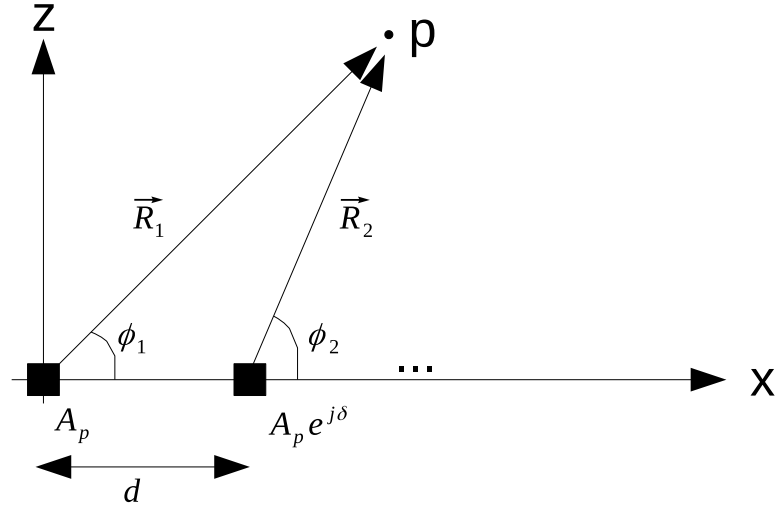
Figura 6: Array linear de N elementos quadrados com espaçamento d



Fonte: Elaborado pelo autor.

Este trabalho faz uso de um *array* linear para a formação de imagens de uma placa, logo é importante compreender a modelagem matemática e o diagrama de irradiação do mesmo. Considere que o primeiro elemento está em $x=0$, o segundo em $x=d$. Deseja-se calcular a pressão acústica no ponto p , no campo distante, conforme a Figura 7.

Figura 7: Fontes pontuais e ponto no campo distante



Fonte: Elaborado pelo autor.

Se a amplitude da onda de Lamb decai com o inverso da raiz quadrada da distância de propagação, (SU; YE, 2009), e considerando o meio isotrópico. A pressão no ponto p, devido a cada um dos emissores será

$$P_1(R_1, t) = \frac{A_p}{\sqrt{|R_1|}} e^{j(\omega t - kR_1)} \quad (48)$$

e

$$P_2(R_2, t) = \frac{A_p}{\sqrt{|R_2|}} e^{j(\omega t - kR_2 + \delta)}. \quad (49)$$

Por superposição, no ponto p, a pressão será a combinação de P_1 e P_2 ,

$$P(R, t) = P_1(R_1, t) + P_2(R_2, t), \quad (50)$$

ou seja,

$$P(R, t) = \frac{A_p}{\sqrt{|R_1|}} e^{j(\omega t - kR_1)} + \frac{A_p}{\sqrt{|R_2|}} e^{j(\omega t - kR_2 + \delta)}. \quad (51)$$

Reescrevendo obtemos

$$P(R, t) = P_1(R, t) \left(1 + \sqrt{\frac{|R_1|}{|R_2|}} e^{j(kR_1 - kR_2 + \delta)} \right). \quad (52)$$

Como a distância entre p e os emissores é muito maior que o espaçamento, ($d \ll R$),

podemos considerar que R_1 e R_2 são paralelos. Neste caso, os ângulos ϕ_1 e ϕ_2 são muito próximos, logo, $\phi_1 \approx \phi_2 = \phi$, é o ângulo entre o eixo do *array* e a direção do ponto p.

Sendo $R_1 \approx R_2$ para a amplitude e $R_2 \approx R_1 - d \cos(\phi)$ para a fase. Sendo o ângulo θ complementar a ϕ , desta forma $R_2 \approx R_1 - d \sin(\theta)$.

Substituindo em (52) temos

$$P(R, t) = P_1(R, t)(1 + e^{j(kd \sin(\theta) + \delta)}). \quad (53)$$

Expandindo para um array de N elementos, equidistantes por d , obtemos

$$P(R, t, \theta) = P_1(R, t)(1 + e^{j(kd \sin(\theta) + \delta)} + e^{j(k2d \sin(\theta) + 2\delta)} + \dots + e^{j(k(N-1)d \sin(\theta) + (N-1)\delta)}), \quad (54)$$

ou

$$P(R, t, \theta) = P_1(R, t) \sum_{i=0}^{N-1} e^{ji(kd \sin(\theta) + \delta)}. \quad (55)$$

Considerando a intensidade de vibração para cada elemento como 1, e $\omega_a = -kd \sin(\theta) - \delta$, temos

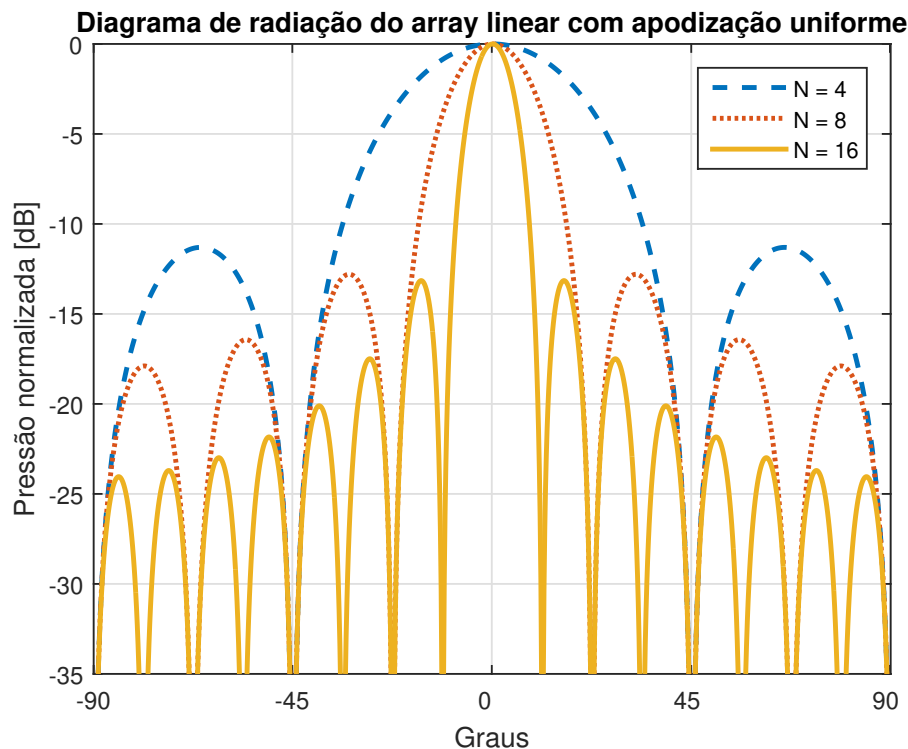
$$P(R, t, \theta) = P_1(R, t) \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\omega_a i}. \quad (56)$$

Fazendo $\omega_a = 0$ e considerando que todos os elementos são excitados igualmente, $w(i) = 1$ para $i = 1$ até N , a pressão no ponto p atinge seu máximo quando $P(R, t, \theta)$, tende a $NP_1(R, t)$. Dividindo (56) pelo seu máximo encontramos a pressão normalizada

$$P_n(R, t, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega_a i}. \quad (57)$$

A Figura 8 apresenta os diagramas de radiação de emissores pontuais para diferentes valores de N, mantendo o mesmo espaçamento entre os elementos, e considerando o atraso $\delta = 0$.

Figura 8: Diagramas de irradiação para fontes pontuais, apodização uniforme, para vários valores de N



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da Figura 8 podemos constatar que o diagrama de radiação do *array* apresenta um lóbulo principal e lóbulos secundários. A análise destes lóbulos é importante pois um refletor que se encontre na direção do lóbulo principal irá refletir um sinal de grande intensidade. Um refletor que esteja na direção de um secundário também produzirá uma reflexão de elevada amplitude, podendo dificultar a localização do defeito.

Também observa-se a existência de pontos de mínima pressão, chamados de zeros. Os primeiros zeros ao lado do lóbulo principal nos dão uma estimativa da abertura do feixe acústico. A medida que aumentamos o número de elementos do *array* para um mesmo espaçamento, aumentamos sua abertura e diminuimos a largura do feixe. Um feixe acústico estreito aumenta a resolução lateral do transdutor, e por consequência, a capacidade de detectar defeitos muito próximos entre si.

3.2 ABERTURA SINTÉTICA

A ultrassonografia por abertura sintética (SAU) é uma técnica para formação de imagens, desenvolvida a partir dos radares de abertura sintética (SAR). Nestes radares, a antena

emite pulsos de radiação eletromagnética e recebe seus ecos enquanto a aeronave se desloca (SHEN *et al.*, 2019). Ao emitir determinado número de pulsos, a abertura da antena será o proporcional ao deslocamento do avião durante o processo de emissão e recepção.

Na técnica conhecida como focalização por abertura sintética, (SAFT), os elementos do *array* operam unicamente em modo pulso-eco, ou seja, o mesmo elemento que emite, recebe o sinal refletido. Assim, os elementos são excitados sequencialmente, até que todos os elementos *array* tenham sido utilizados.

A focalização no ponto de interesse se dá a partir do cálculo do tempo de propagação correspondente ao ponto de interesse para cada elemento. O processo que soma as amplitudes dos diferentes sinais de cada elemento, na amostra calculada para cada ponto da região escaneada, é chamada soma coerente, em inglês DAS, ou *delay and sum*.

A vantagem em utilizar SAFT é que, por operar apenas em pulso-eco, em um *array* de N elementos, teremos N sinais para armazenar e processar, o que torna o processamento mais rápido e demanda menos memória. A expressão para a formação de uma imagem utilizando SAFT é

$$I_{SAFT}(x, z) = \sum_{i=1}^N v_i(\tau_{ixz}). \quad (58)$$

Em que $I_{SAFT}(x, z)$ é a imagem resultante da soma coerente de amplitude no ponto (x, z) , v_i é o sinal recebido pelo elemento i e τ_{ixz} o tempo de voo entre o elemento i , o ponto p , e novamente ao elemento i . Como opera em pulso-eco, o tempo de voo é calculado por

$$\tau_{ixz} = \frac{2|\overrightarrow{R_{ixz}}|}{c}, \quad (59)$$

sendo $|\overrightarrow{R_{ixz}}|$ a distância entre o elemento i e o ponto p , c é a velocidade da onda acústica no meio.

3.3 TFM

O método de focalização total (TFM), é uma forma de abertura sintética (SA) que utiliza todos os elementos do *array* na recepção, também chamado por FMC, do inglês *full matrix capture*, ou seja, um elemento emite e todos recebem (DRINKWATER; WILCOX, 2006).

Utilizando TFM, é possível obter a melhor resolução lateral possível para um

array (HOLMES; DRINKWATER; WILCOX, 2005), entretanto, acarreta em maior custo computacional no pós-processamento e demanda mais memória, pois serão armazenados N^2 sinais. A expressão da imagem de amplitude utilizando TFM é

$$I_{AMP}(x, z) = \frac{1}{N^2} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N v_{ij}(\tau_{ijxz}). \quad (60)$$

Sendo N o número de elementos do array, v_{ij} o sinal emitido pelo elemento i e recebido pelo elemento j e τ_{ijxz} o tempo de voo entre o emissor i , o ponto p , e o receptor j . Calcula-se o tempo de voo através de

$$\tau_{ijxz} = \frac{|\overrightarrow{R_{ip}}| + |\overrightarrow{R_{pj}}|}{c}. \quad (61)$$

Em que $|\overrightarrow{R_{ip}}|$ é a distância entre o emissor i e o ponto p , e $|\overrightarrow{R_{pj}}|$ a distância entre o ponto p e o receptor j .

3.4 IMAGEM DE FASE INSTANTÂNEA

A técnica TFM utiliza a soma coerente de amplitude dos sinais recebidos para formar uma imagem de amplitude. Estas imagens apresentam problemas, como grande presença de artefatos e uma zona morta próxima ao array, que se deve às reverberações que a onda sofre nos elementos que estão próximos ao emissor. Outro problema associado às imagens de amplitude convencionais é a atenuação devido à propagação, prejudicando a detecção de defeitos distantes do array.

Imagens de fase instantânea (IP) são aquelas que utilizam a soma coerente da fase, ao invés da amplitude. Utilizando imagens IP é possível reduzir a zona morta e artefatos, e são mais sensíveis para defeitos distantes (PRADO *et al.*, 2014).

A imagem IP é calculada de maneira semelhante à de amplitude, sendo substituído no algoritmo o sinal no domínio amplitude-tempo por um sinal de fase instantânea-tempo. A fase instantânea $\xi_{ij}(t)$ de um sinal pode ser obtida do sinal de amplitude $v_{ij}(t)$ através de (OPPENHEIM; SCHAFER, 2010):

$$\xi_{ij}(t) = \tan^{-1} \left[\frac{\hat{v}_{ij}(t)}{v_{ij}(t)} \right], \quad (62)$$

sendo $\hat{v}_{ij}(t)$ a transformada de hilbert do sinal $v_{ij}(t)$.

Logo, o algoritmo TFM para a formação de uma imagem IP é

$$I_{IP}(x, z) = \frac{1}{N^2} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N \xi_{ij}(\tau_{ijxz}), \quad (63)$$

denomina-se as imagens formadas por soma de fase instantânea, I_{IP} .

A utilização da fase instantânea possibilitou avanços, como fatores de coerência de fase e de sinal, utilizados para balancear o resultado da soma coerente. Estes métodos analisam a diversidade de fase dos sinais, resultando em fatores de correção que melhoram a relação sinal-ruído, resolução, contraste e o alcance dinâmico das imagens (CAMACHO; PARRILLA; FRITSCH, 2009).

A partir da análise espectral da dispersão da fase, é possível calcular um mapa de fatores de coerência (CFM). A utilização de CFM pode melhorar significativamente o alcance dinâmico das imagens (MARTÍNEZ-GRAULLERA *et al.*, 2011), trabalhos recentes têm utilizado a fase instantânea dos sinais de eco, para a localização de defeitos próximos ao array, dentro da zona morta, obtendo resultados satisfatórios (ZHANG *et al.*, 2020).

Limiares podem ser extraídos a partir de imagens IP. Neste caso, se a intensidade de um pixel está acima de um certo limiar, considera-se um refletor. Caso a intensidade esteja abaixo do limiar, considera-se que se trata de ruído ou artefatos. Estes limiares podem ser no formato binário, ou seja, 0 ou 1, de modo a formar uma máscara para a imagem de amplitude.

4 UTILIZAÇÃO DA CORRELAÇÃO DE PEARSON E MODULAÇÃO DE FASE

Neste capítulo será apresentada uma breve introdução sobre o coeficiente de correlação de Pearson P , sua utilização como medida de similaridade entre sinais e sua utilização, associado com a modulação de fase para a melhoria das imagens de ultrassom utilizando ondas de Lamb.

4.1 COEFICIENTE DE CORRELAÇÃO DE PEARSON

O Coeficiente de correlação de Pearson, chamado neste trabalho por P , é uma ferramenta estatística que pode ser utilizada para quantificar a correlação linear entre duas variáveis (MONTGOMERY D; RUNGER G, 2013), (SCHOBER; BOER; SCHWARTE, 2018). Também pode ser utilizado para quantificar a similaridade entre sinais (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018). A fórmula para o cálculo do coeficiente de correlação de Pearson entre um sinal $y[n]$ e um sinal de referência $x[n]$ é definida por

$$P(r) = \frac{\sum_{b=1}^{N_j} (x[i] - \bar{x})(y[i] - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{b=1}^{N_j} (x[i] - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{b=1}^{N_j} (y[i] - \bar{y})^2}}. \quad (64)$$

Sendo $\bar{x}$ e $\bar{y}$ os valores médios dos sinais $x[n]$, e $y[n]$. N_j é o tamanho da janela em amostras, que deve ser igual ao tamanho do sinal de referência. Caso o sinal de referência seja menor que o sinal para a correlação, o cálculo do coeficiente de Pearson deve ser feito por janelas.

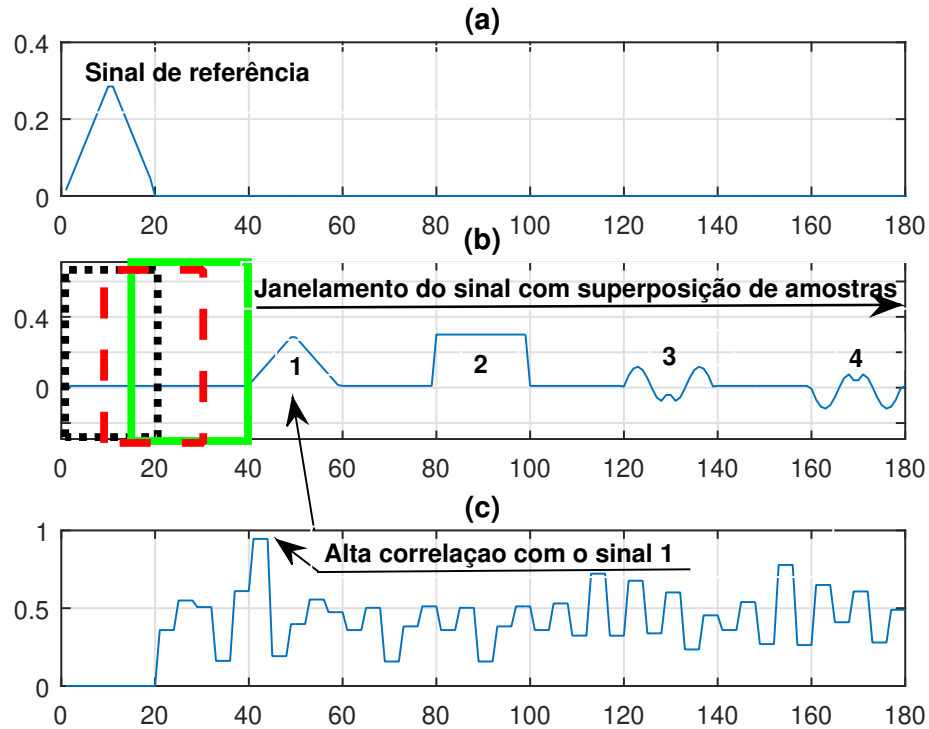
Tal qual no janelamento para a realização de espectrogramas, podemos fazer sobreposição entre elas (OPPENHEIM; SCHAFER, 2010), reduzindo o passo da varredura. Mantendo o tamanho da janela para correlação constante, podemos ir deslocando esta janela utilizando diferentes valores de sobreposição.

Os valores de P variam entre -1 e 1, representando $P = 1$ uma correlação total positiva, e $P = -1$ uma correlação total negativa. Para efeito de cálculo de similaridade, podemos considerar o valor absoluto $|P|$ (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018).

A Figura 9 apresenta um sinal de referência triangular de 20 amostras (a), um sinal para correlação (b), no qual foi inserido uma onda triangular (1), quadrada (2) e arbitrária (3) e (4), e

os valores de coeficiente de Pearson calculados utilizando uma sobreposição de 4 amostras (c).

Figura 9: Sinal de referência (a), forma de onda para correlação (b), valores de coeficiente de Pearson calculados (c).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme esperado, o formato de onda 1 apresentado na Figura 9(c) obteve valores de P muito próximos a 1 visto que é muito semelhante ao sinal de referência, já os formatos de onda 2, 3 e 4 apresentaram valores relativamente mais baixos. Também pode-se observar que a largura do pico da correlação, a partir da amostra 40, na Figura 9 (c) é igual ao número de amostras utilizado na sobreposição. Diminuindo o passo da varredura, ou a sobreposição entre janelas, teremos maior resolução quando feita a correlação.

Podemos interpretar os valores de $|P|$ de acordo com a tabela (MUKAKA, 2012)

Tabela 1: Interpretação dos valores de correlação de Pearson.

Valor de $ P $	Interpretação
0 - 0,3	Correlação desprezível
0,3 - 0,5	Correlação baixa
0,5 - 0,7	Correlação moderada
0,7 - 0,9	Correlação forte
0,9 - 1	Correlação muito forte

Visto que podemos utilizar o Coeficiente de Pearson para calcular a similaridade entre um trecho de um sinal e um sinal de referência, se for possível inserir por modulação de fase um sinal conhecido no pulso de excitação, e depois demodular este sinal, valores altos do coeficiente de Pearson podem indicar a presença de um refletor.

4.2 MODULAÇÃO DE FASE

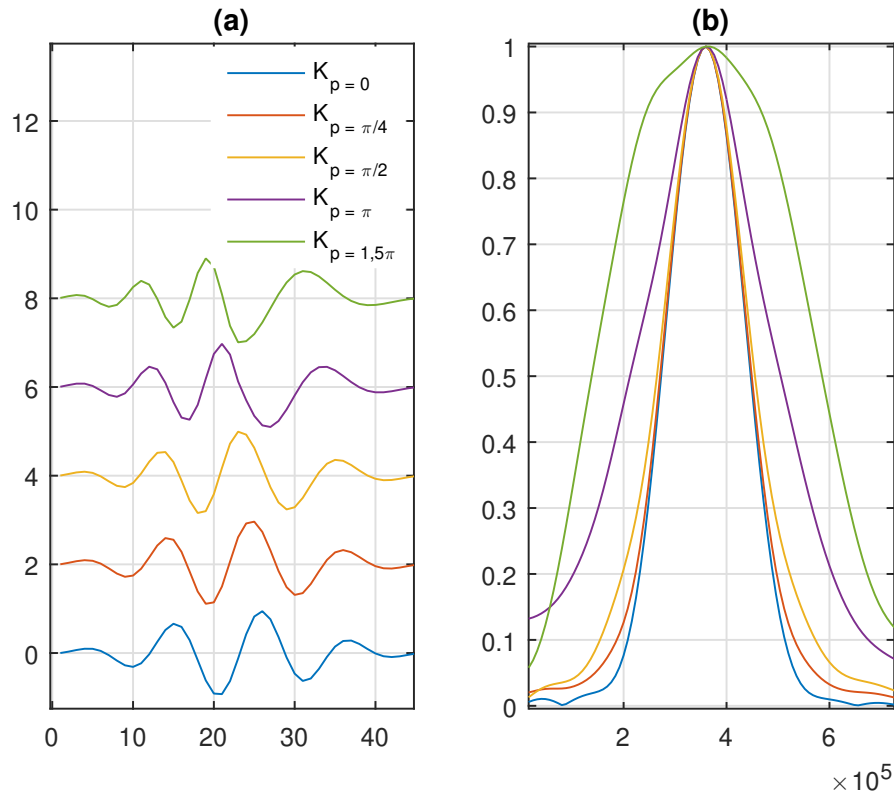
A modulação de fase é uma forma de modulação analógica que consiste em alterar a fase de uma onda portadora, conforme varia a amplitude de uma onda modulante. Seja $c(t) = A \cos(\omega t)$ uma onda portadora com frequência ω e amplitude A , e $m(t)$ um sinal modulante com amplitude máxima K_p . A expressão para a onda modulada em fase $s(t)$ é (HAIKYN, 2001)

$$s(t) = A \cos[\omega t + K_p m(t)]. \quad (65)$$

A demodulação do sinal, consiste em recuperar o sinal $m(t)$. Para tal, deve-se extrair a fase instantânea do sinal $s(t)$. Podemos utilizar (62) e então teremos $\omega t + m(t)$, subtraindo o fator ωt obtemos o sinal modulante $m(t)$.

Como a modulação de fase altera o ângulo do sinal, seu espectro também sofrerá alteração, no formato de aumento da largura de banda, logo a escolha correta de K_p é importante, visto que o transdutor tem banda limitada, e um sinal com largura de banda excessiva incorrerá em grande perda de informação. A Figura 10(a) apresenta os sinais de excitação com modulação de fase triangular para os seguintes valores de K_p : 0 (sem modulação), $\frac{\pi}{4}$, $\frac{\pi}{2}$, π e $\frac{3\pi}{2}$. A Figura 10(b) apresenta o espectro de magnitudes para os respectivos valores de K_p .

Figura 10: Sinais de excitação para vários valores de K_p , no domínio do tempo (a) e no domínio da frequência (b).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme esperado (ZHOU, 2020), aumentando o desvio de fase, aumentamos também a largura do pulso de excitação na frequência.

A utilidade da modulação de fase, é que podemos inserir uma informação em um sinal de excitação, como um sinal triangular e formar uma imagem TFM. Conforme observado por (PRADO *et al.*, 2014), sobre um refletor, a reflexão terá o mesmo formato do sinal de excitação, consequentemente, a mesma fase instantânea.

Se inserirmos uma modulação de fase triangular no sinal de excitação, após a demodulação dos sinais recebidos, teremos novamente o sinal triangular na região correspondente aos refletores. Calculando o coeficiente de correlação de Pearson entre janelas retiradas dos cortes da imagem IP demodulada e o sinal triangular de referência, podemos formar uma nova imagem com os valores de $|P|$, chamada imagem de coeficientes de Pearson, ou imagem PC.

4.3 FORMAÇÃO DA IMAGEM DE COEFICIENTES DE PEARSON

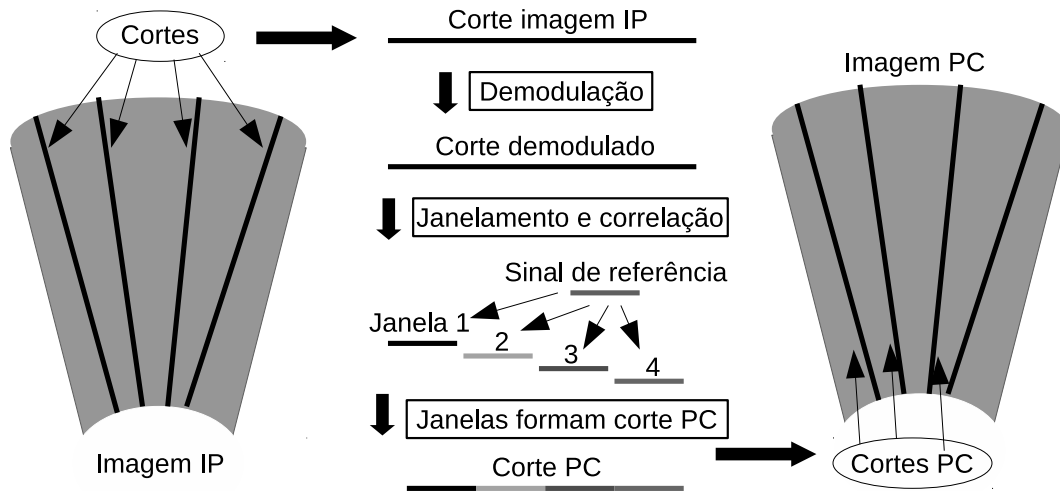
Para formar a imagem de coeficientes de Pearson, primeiro calcula-se uma imagem de fase instantânea através de (63), em coordenadas polares (r, θ) .

Para cada θ temos um corte da imagem de fase instantânea, cujo raio r , vai do centro do array ($r = 0$) até o final da área escaneada ($r = r_{max}$). Após a demodulação, que consiste na utilização de (62) para a extração da fase instantânea, no posterior desdobramento da fase e a subtração do fator ωt , se houver um refletor em determinada região, espera-se encontrar o formato do sinal modulante.

Utilizamos então o coeficiente de correlação de Pearson entre o sinal de referência, que é o próprio sinal modulante, e janelas retiradas dos cortes demodulados para verificar a similaridade, caso seja alta, a probabilidade de ser um refletor é elevada.

A Figura 11 apresenta um fluxograma do processo de extração dos cortes da imagem IP, janelamento, correlação e formação da imagem PC.

Figura 11: Procedimento de extração dos cortes da imagem IP, demodulação, correlação e formação da Imagem PC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para que seja possível correlacionar o sinal de referência, que está no domínio do tempo, e janelas dos cortes da imagem IP que estão no domínio do espaço, se faz necessário que a taxa de amostragem temporal do sinal de referência seja equivalente à taxa de amostragem espacial (resolução radial da imagem). Podemos garantir isto fazendo

$$dr = c \frac{dt}{2}, \quad (66)$$

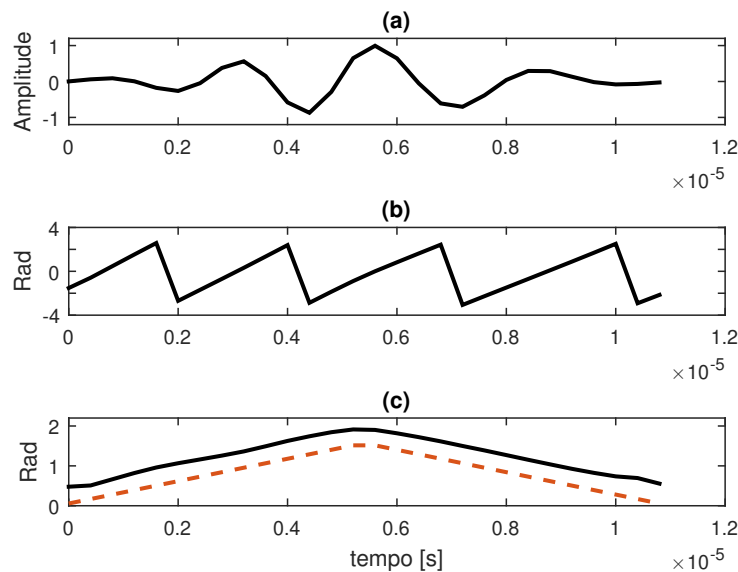
em que dr é a resolução radial da imagem, ou taxa de amostragem espacial, dt é o período de amostragem e c é a velocidade de propagação da onda (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018).

4.4 SIMULAÇÕES POR PSF

Denominamos point spread function PSF a simulação da formação da imagem de um refletor pontual, a partir das técnicas já descritas. Os sinais da reflexão são simulados e processados, resultando na imagem que um determinado *array* pode produzir. A simulação por PSF é útil para visualizar a capacidade de um *array* para a formação de imagens, análise de resolução lateral, radial e artefatos. Podemos simular a PSF de amplitude, bem como a PSF de fase.

Para verificação teórica da viabilidade do método proposto em (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018), foi gerado um sinal de excitação de 4 ciclos de senoide com envoltória gaussiana, foi adicionado uma modulação de fase de formato triangular, com desvio de fase máximo de $\frac{\pi}{2}$. A frequência central de operação é de 360 kHz. A Figura 12 apresenta o sinal de excitação modulado em fase (a), a fase instantânea do sinal de excitação 12(b), o sinal de excitação demodulado (linha cheia) e a mensagem original (tracejado) 12 (c).

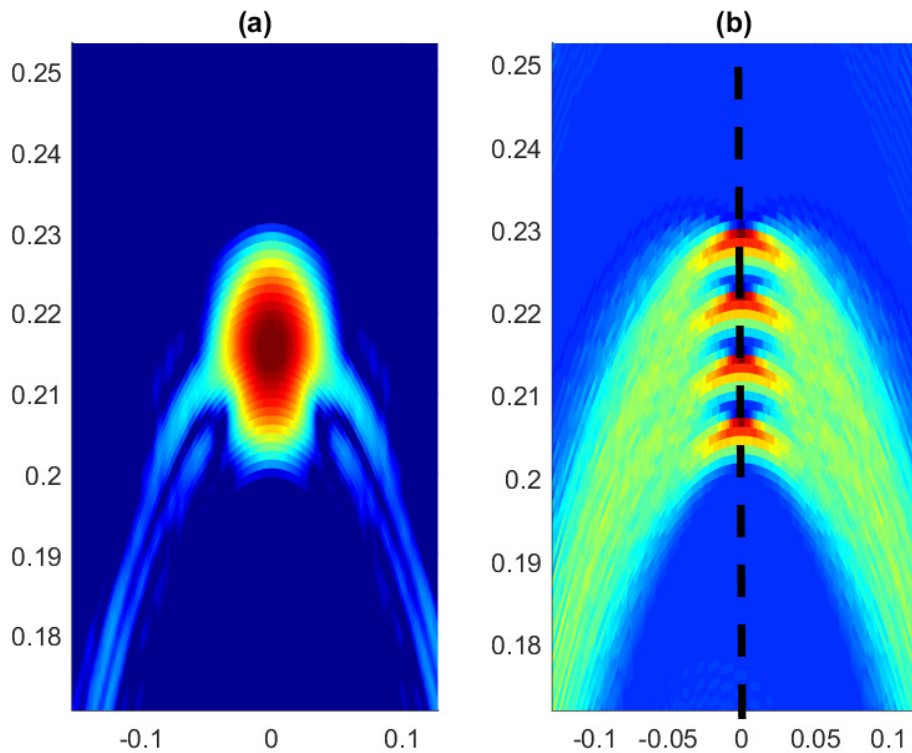
Figura 12: Sinal de excitação modulado em fase (a), fase instantânea do sinal de excitação (b), sinal de excitação demodulado (linha cheia) e mensagem original (tracejado), (c).



Fonte: Elaborado pelo autor.

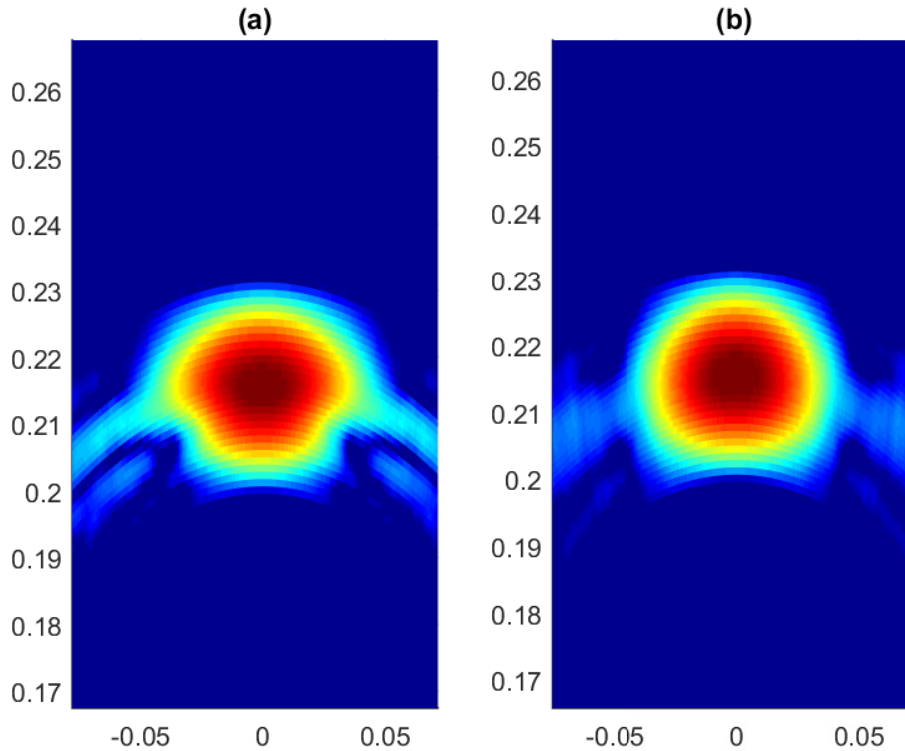
Utilizando o sinal de excitação modulado em fase apresentado na Figura 12(a), foi realizada uma simulação PSF, utilizando um *array* de 8 elementos. A Figura 13 apresenta a PSF de amplitude com envoltória (a), e PSF de fase (b) obtidas. A linha tracejada na PSF de fase representa o corte que passa sobre o refletor. A Figura 14 apresenta a comparação da PSF feita com (a) e sem (b) modulação de fase.

Figura 13: PSF feita utilizando modulação de fase triangular, PSF de amplitude com envoltória (a), PSF de fase (b), para $N=8$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 14: Comparação das PSFs com modulação de fase (a), e sem modulação (b), para N=8.

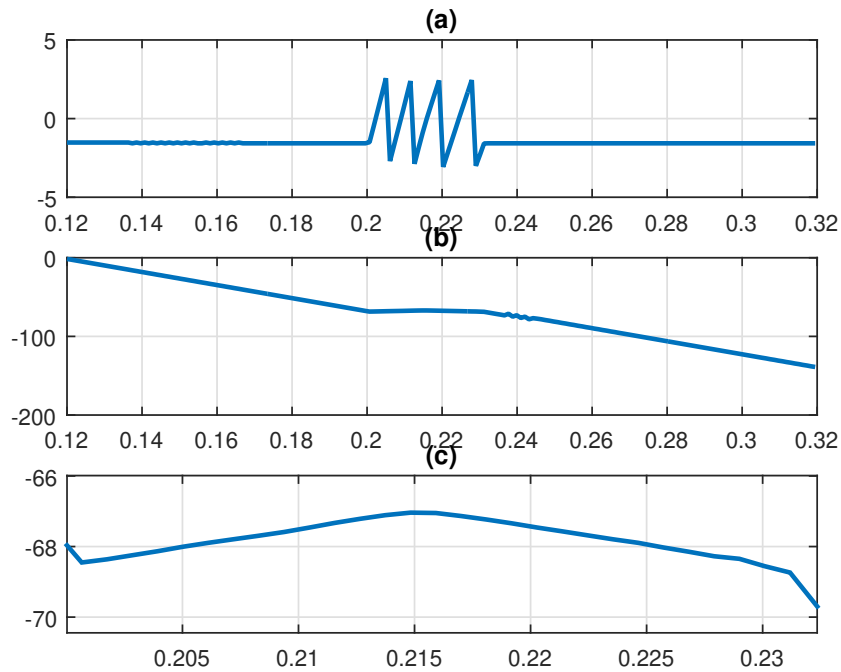


Fonte: Elaborado pelo autor.

Comparando as imagens de amplitude na Figura 14 podemos perceber que a inserção da modulação de fase apenas, não resulta em melhora na imagem de amplitude, inclusive piora a resolução lateral.

Fazendo o corte na PSF IP, para $\theta = \frac{\pi}{2}$, passando sobre o refletor, e demodulando, obtemos o formato triangular do sinal modulante conforme esperado. A Figura 15 apresenta o corte feito na PSF IP (a), o corte demodulado (b), e a região correspondente ao refletor em detalhe (c).

Figura 15: Corte na PSF IP (a), corte após a demodulação (b), detalhe da região sobre o refletor (c).



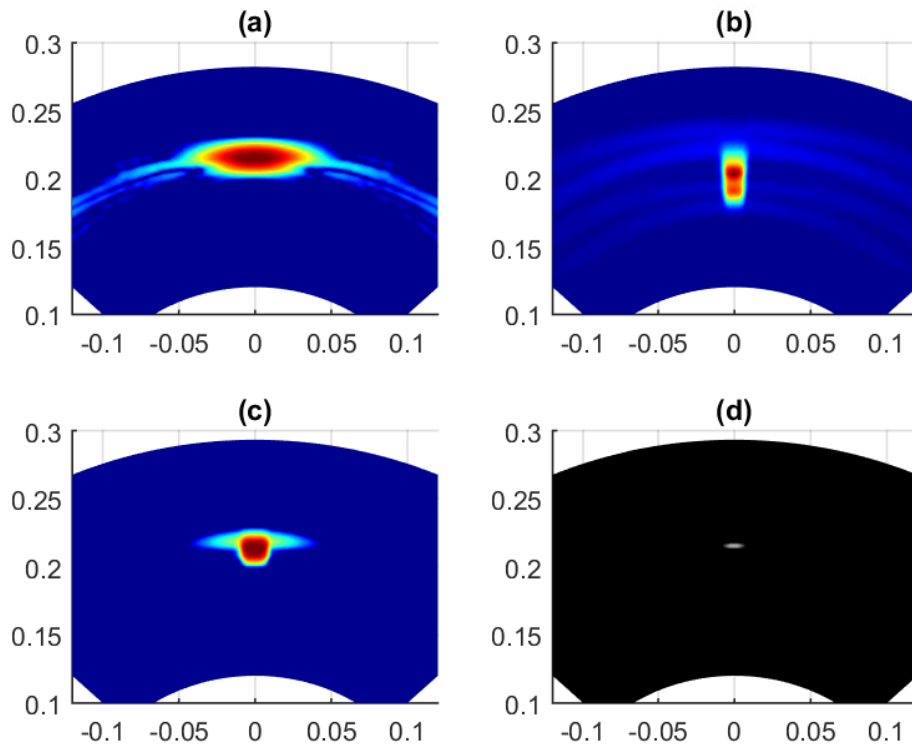
Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando a Figura 15, pode-se constatar que é possível recuperar o sinal modulante a partir de cortes da PSF IP. Como sabemos o formato do sinal referência que neste caso é o mesmo do sinal modulante, é possível utilizar a correlação de Pearson para auxiliar na identificação de defeitos.

Caso seja feita a correlação entre o sinal modulante e uma janela de um corte na imagem IP após a demodulação, que não passa sobre nenhum refletor, esperam-se baixos valores de similaridade. Caso o trecho passe sobre um refletor, terá o formato triangular do sinal de referência, resultando em valores mais elevados de similaridade.

A Figura 16 apresenta a imagem de amplitude utilizando a modulação de fase (a), os valores de coeficiente de Pearson calculados (b), a imagem de amplitude ponderada coeficientes de Pearson (c), e imagem binária considerando $|P| \geq 0,7$ (d).

Figura 16: Imagem de amplitude (a), coeficientes de Pearson (b), imagem de amplitude x Pearson (c), imagem binária considerando $|P| \geq 0,7$ (d).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme pode ser observado na Figura 16 e constatado por (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018), a inserção de modulação de fase em conjunto com o coeficiente de Pearson melhoram significativamente a resolução lateral.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

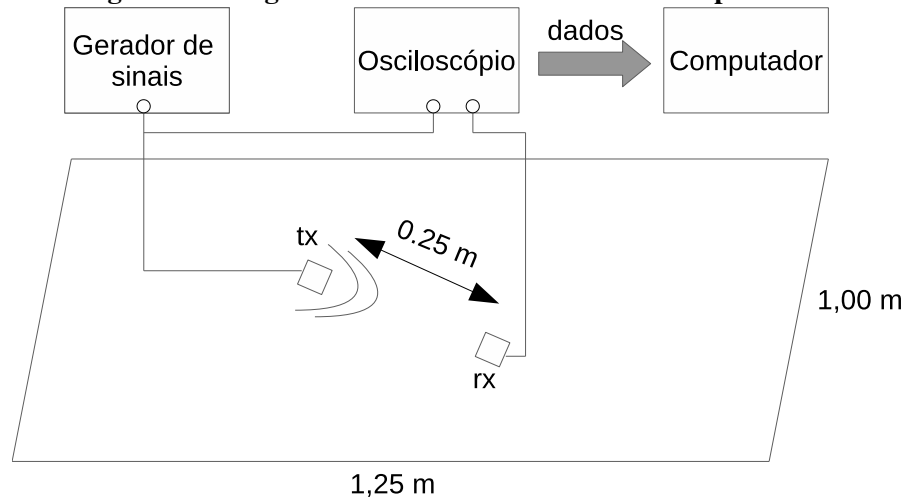
Neste capítulo será apresentado o acoplamento das ondas de Lamb na placa de alumínio, levantamento da resposta em frequência e velocidade de propagação. Também serão apresentadas imagens formadas utilizando ondas de Lamb, no modo S0 e sinais de excitação com e sem modulação de fase, na frequência central de 360 kHz. Será apresentado o resultado do método da correlação de Pearson e a utilização da resposta em magnitude do modo S0 para a geração de um novo sinal de referência para a correlação e apresentadas as imagens de amplitude com e sem modulação, imagens de Pearson para vários valores de sobreposição de janela. As imagens de amplitude ponderadas pelas imagens PC, e as imagens binárias.

5.1 GERAÇÃO DE ONDAS DE LAMB

Nesta seção, é apresentado o aparato para o acoplamento das ondas de Lamb na placa de alumínio. Também será apresentada a curva de resposta em frequência para o transdutor e a velocidade de propagação, levantadas experimentalmente.

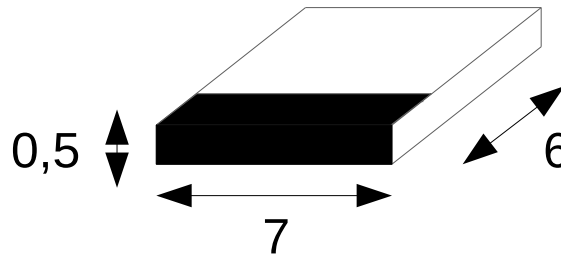
Deseja-se constatar experimentalmente o acoplamento de ondas de Lamb numa placa de alumínio. Para tal, foram fixadas duas cerâmicas piezelétricas (PZT) (tx e rx), PZ-26, a uma distância de Δ_d de 0,25 metro. Optou-se por esta distância pois é pequena com relação a distância dos elementos com as fronteiras, evitando que reflexões indesejadas se sobreponham aos modos que se deseja observar.

A Figura 17 apresenta o aparato montado para o levantamento experimental do acoplamento das ondas de Lamb, resposta em frequência e velocidade de propagação. A espessura da placa utilizada é de 1 mm e tem área de $125 \times 100 \text{ cm}^2$.

Figura 17: Diagrama de blocos do levantamento experimental

Fonte: Elaborado pelo autor.

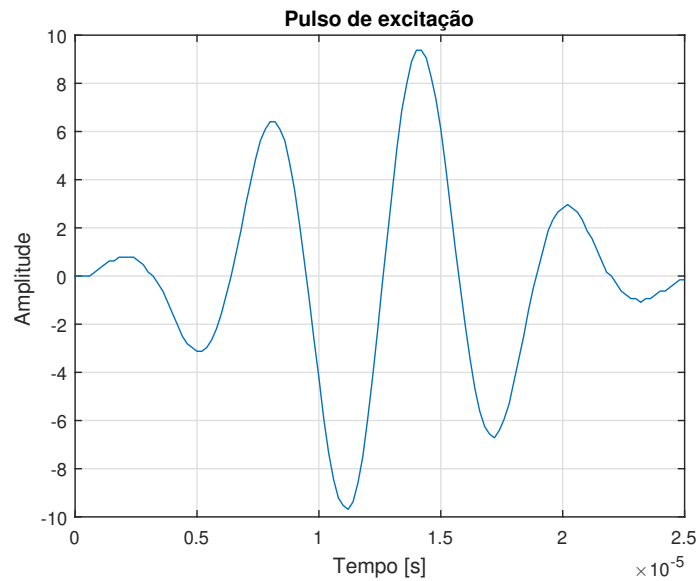
O transdutor utilizado é a cerâmica piezelétrica Ferroperm PZ-26 com dimensões 0,5x7x6,0 mm. Conforme apresentado na figura 18, as cerâmicas foram fixadas na placa de alumínio utilizando adesivo de cianocrilato, a parte em preto corresponde ao contato metalizado ligado a face inferior do PZT, colada na placa.

Figura 18: transdutor PZ-26 - dimensões em milímetros

Fonte: Elaborado pelo autor.

Um dos elementos irá atuar como emissor (tx) e o outro como receptor (rx). Ao variar a frequência central do pulso de excitação, calculamos a amplitude máxima dos modos gerados. A identificação dos modos é feita pela análise das curvas de dispersão já apresentadas.

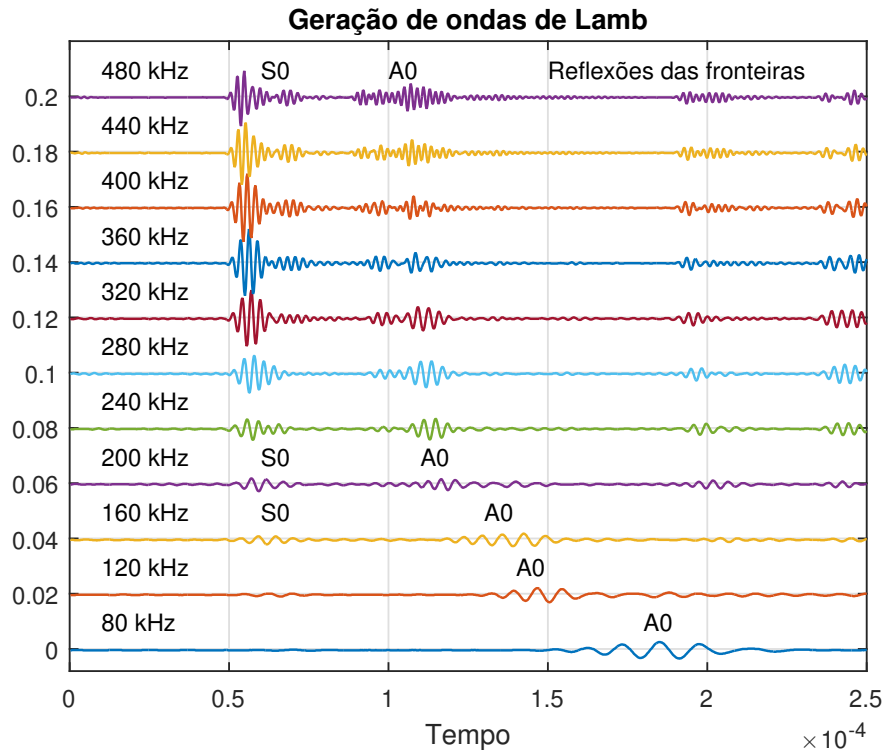
O sinal de excitação foi sintetizado pelo gerador de sinais Tektronix AFG 3101, cuja resolução é de 14 bits, amplitude do sinal de excitação de $20V_{pp}$, sem utilização de amplificador. A varredura do espectro de frequências foi realizada de 40 kHz até 600 kHz, incrementando a frequência central do pulso ao passo de 4 kHz. Para a excitação da cerâmica, foi produzido e sintetizado um *burst* de 4 ciclos de senoide, com envoltória gaussiana, para limitar a banda do sinal, A Figura 19 apresenta o sinal de excitação.

Figura 19: Sinal utilizado para excitação

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para aquisição dos sinais foi utilizado o osciloscópio Agilent MSO-7401B, conectado ao computador através da USB. A amostragem foi realizada utilizando a frequência de 2,5 MHz e resolução de 8 bits, foi utilizada a aquisição pela média de 32 leituras, de modo a eliminar ruídos e variações de alta frequência.

Podemos observar na Figura 20, ao variar a frequência do pulso de excitação o acoplamento dos modos A0 e S0.

Figura 20: Acoplamento de ondas de Lamb

Fonte: Elaborado pelo autor.

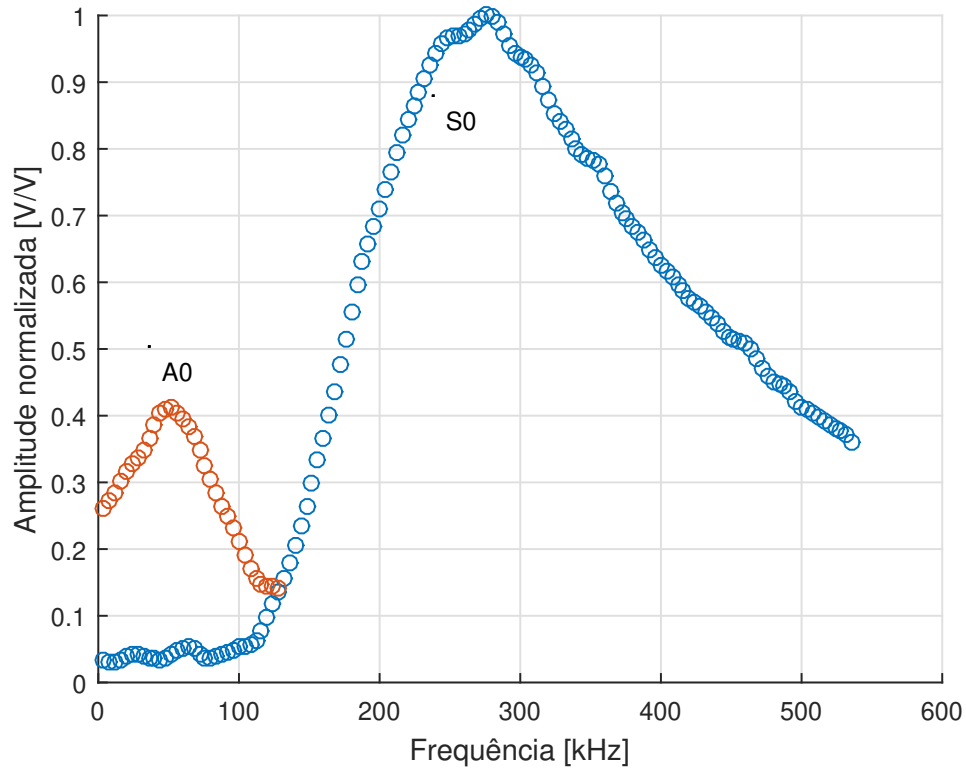
A identificação dos modos é feita através da verificação da velocidade de propagação e das curvas de dispersão. É possível observar que o modo S0 apresenta variação muito pequena de velocidade de propagação com o aumento da frequência. O modo A0 no entanto apresenta grande variação, logo constata-se que é um modo altamente dispersivo.

O fato de ser dispersivo tem grandes implicações na formação de imagens, visto que um pulso de excitação pode ter uma banda de frequência relativamente larga. Esta variação de velocidade com a frequência associado á largura de banda irá causar dispersão. No caso do modo A0, frequências mais altas se propagam com maior velocidade que as frequências mais baixas, causando o alargamento do pulso.

5.2 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA E VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO

Observando os sinais adquiridos, apresentados na seção 5.1 podemos concluir que conforme variamos a frequência da excitação, diferentes modos de propagação são acoplados na placa e a amplitude destes modos também varia. A Figura 21 apresenta a resposta em magnitude dos modos A0 e S0 para a cerâmica utilizada. A curva foi levantada entre 40 e 550 kHz, utilizando um passo de 4 kHz.

Figura 21: Resposta em magnitude do sistema para os modos A0 e S0



Fonte: Elaborado pelo autor.

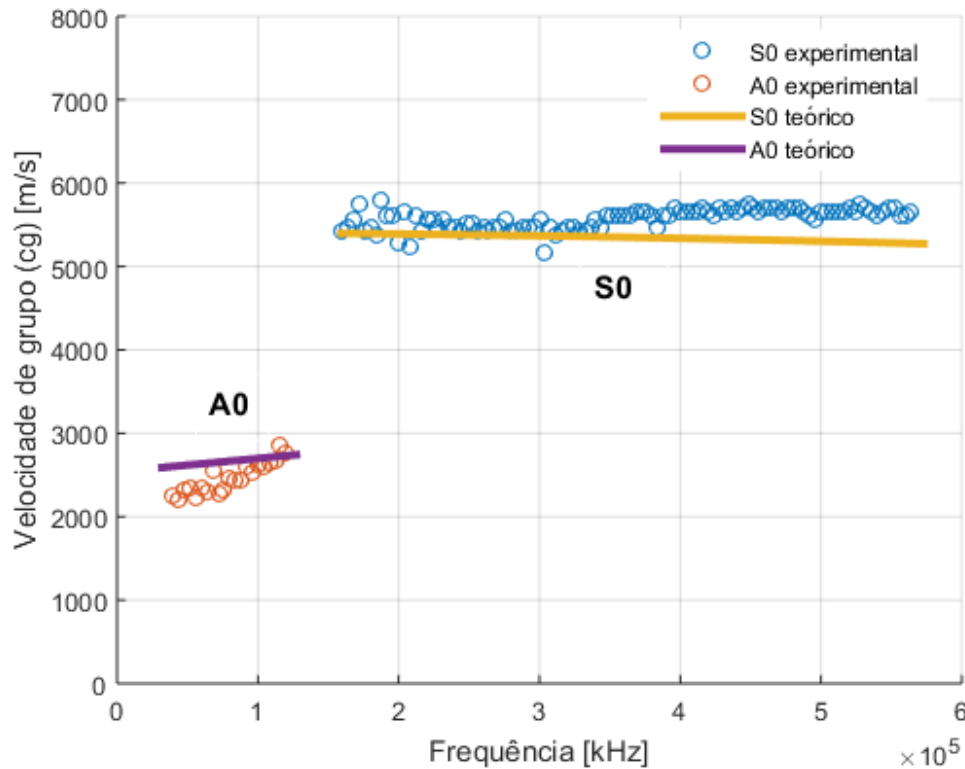
O conhecimento da resposta em magnitude do sistema é fundamental para a formação de imagens, visto que o pulso de excitação tem uma determinada largura de banda. Caso a largura de banda do pulso de excitação seja maior que a da cerâmica, esta agira como um filtro causando distorção e perda de informação. Também devemos conhecer a resposta em frequência para identificar o ponto ótimo de operação para o modo que queremos utilizar, conforme apresentado na Figura 21, para o modo S0, que foi utilizado neste trabalho, esta frequência ótima, considerando atenuação de -3dB, está na faixa dos 200 aos 360 kHz, aproximadamente.

A velocidade de propagação da onda pode ser facilmente calculada. Basta medir o tempo de propagação t_t entre os elementos tx e rx. Sabendo a distância entre ambos Δ_d , calculamos a velocidade c através de

$$c = \frac{\Delta_d}{t_t} \quad (67)$$

A Figura 22 apresenta os valores de velocidade de grupo teórica e experimental, observa-se que ambos se encontram relativamente próximos.

Figura 22: Velocidade de grupo experimental (círculos) e teórica (linha cheia), modos A0 e S0.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 FORMAÇÃO DE IMAGENS EXPERIMENTAIS

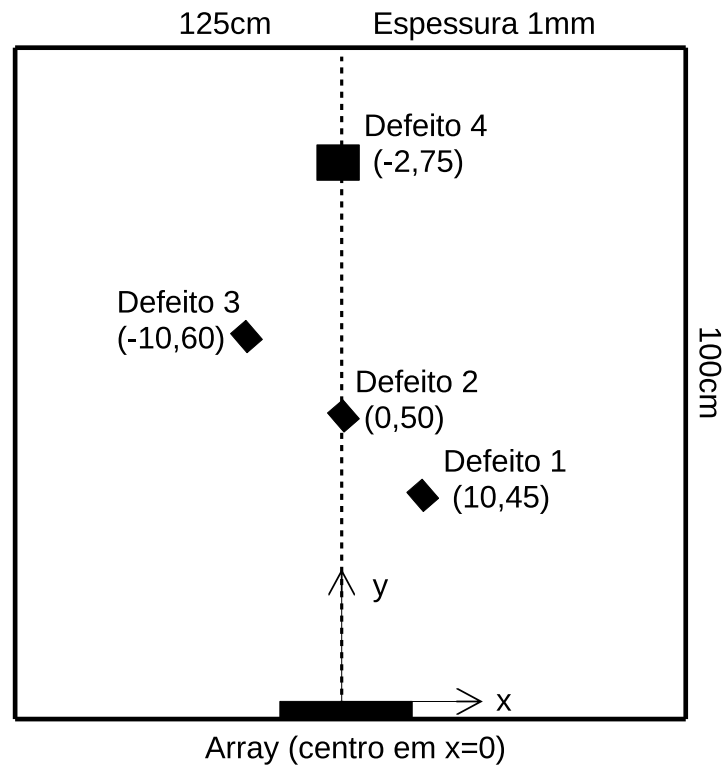
Nesta seção são apresentadas as imagens formadas utilizando pulsos de excitação com e sem modulação de fase triangular, utilizando o algoritmo TFM.

O sinal de excitação modulado foi o *burst* gaussiano de 4 ciclos de senoide, com frequência central de 360 kHz, com modulação de fase triangular apresentado na Figura 12 (a). Para comparação, foi feita uma imagem utilizando o sinal de excitação sem modulação apresentado na Figura 19.

Foram coladas três cerâmicas, como as do *array*, medindo $7 \times 7 \text{ mm}^2$, (defeitos 1, 2 e 3) no centro da placa, na diagonal. Um quarto defeito foi colado mais distante do *array*, neste caso, um pedaço de fenolite quadrado $20 \times 20 \text{ mm}^2$. A Figura 23 apresenta a placa de alumínio, o *array* e os defeitos simulados. Considerou-se a velocidade de propagação de 5450 m/s, obtida experimentalmente e exibida na Figura 22, para a frequência central do pulso de excitação.

A placa tem espessura de 1mm e $100 \times 125 \text{ cm}^2$ de área. O *array* foi colado com adesivo a base de cianocrilato com seu centro coincidindo com o meio da placa, considerado como $x=0$.

Figura 23: Representação da placa de alumínio e defeitos inseridos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 24 apresenta o array montado na borda da placa, composto por 8 elementos piezelétricos PZ-26 já citados, espaçados por 9mm, correspondente a aproximadamente $\lambda/2$. Os elementos foram colados com adesivo de cianocrilato e cabos coaxiais foram soldados nos elementos. Adesivos foram usados para fixar os cabos, de modo a dar mais robustez para a frágil solda.

Figura 24: Array de transdutores montado para a formação das imagens.

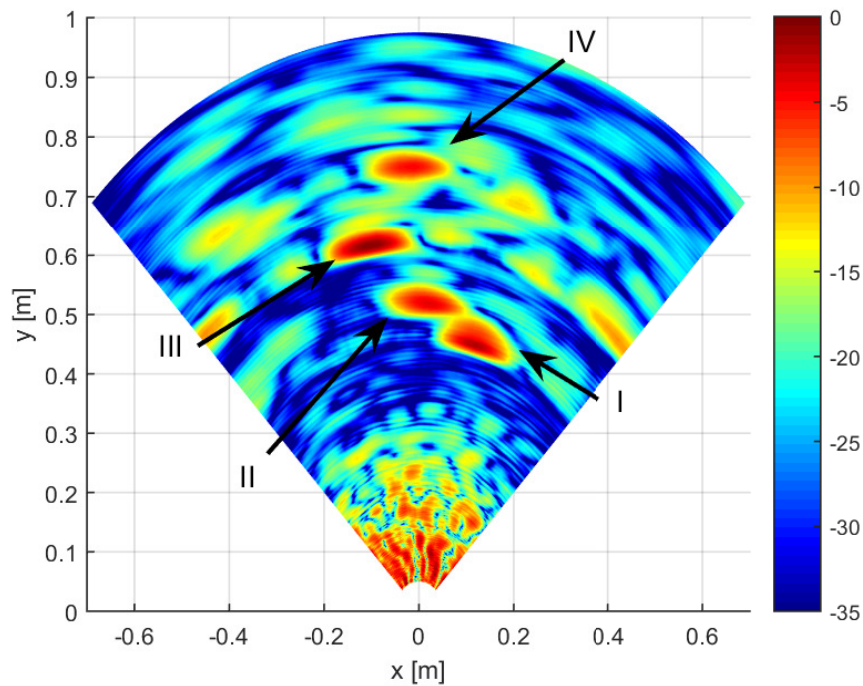


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.4 IMAGENS SEM MODULAÇÃO DE FASE

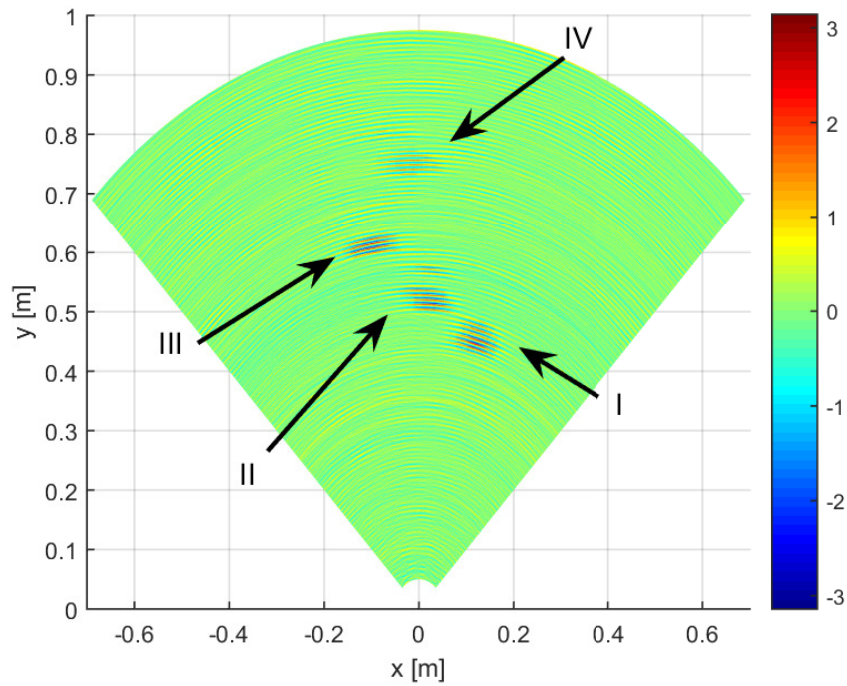
A Figura 25 apresenta a imagem de amplitude obtida com um sinal de excitação sem modulação de fase. A Figura 26 apresenta a imagem RF de fase, antes da aplicação da envoltória, e a Figura 27 apresenta a imagem de fase após a aplicação do envoltória.

Figura 25: Imagem de amplitude sem modulação de fase, envoltória, em dB.



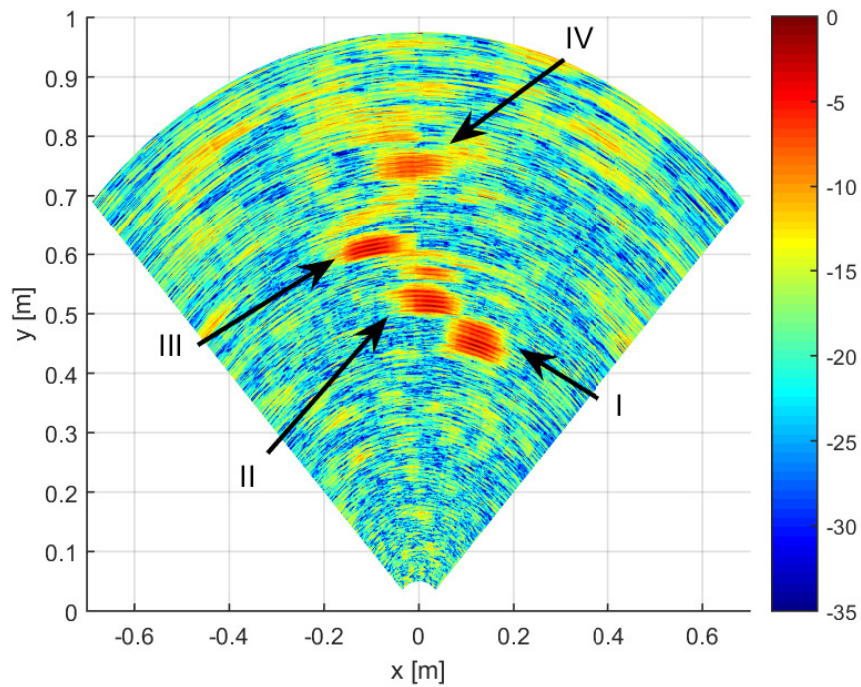
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 26: Imagem de fase sem modulação, em radianos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 27: Imagem de fase sem modulação, envoltória, em dB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

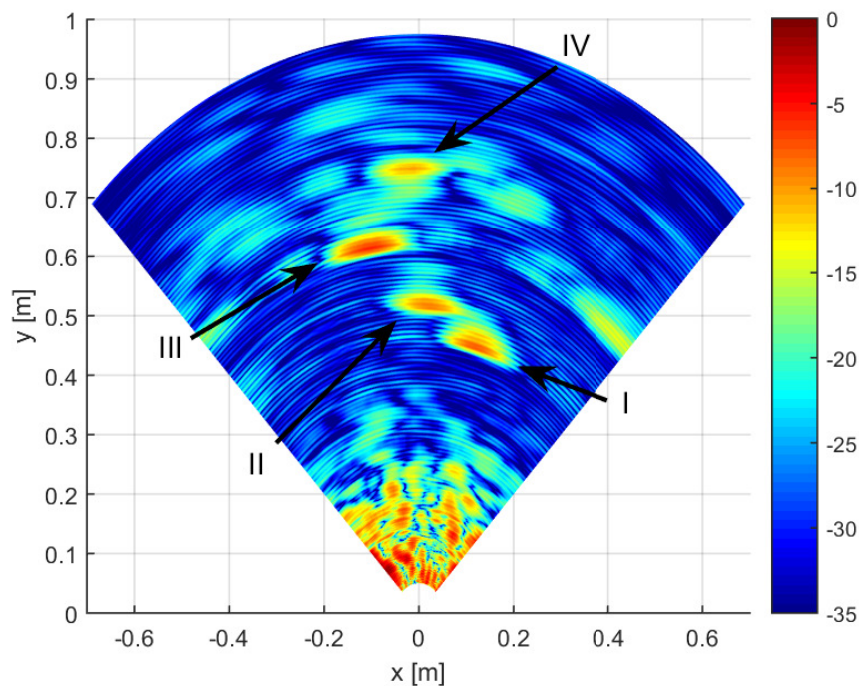
Na imagem de amplitude sem modulação de fase, Figura 25, é possível observar

os refletores com grande intensidade, mas também observa-se uma zona morta de grande intensidade, assim como muitos artefatos e ruído de fundo. Nas imagem de fase, Figura 26 observa-se redução de artefatos e principalmente da zona morta, conforme já constatado por (PRADO *et al.*, 2014).

5.5 IMAGENS COM MODULAÇÃO DE FASE

A Figura 28 apresenta a imagem de amplitude formada utilizando um sinal de excitação com modulação de fase. Conforme observado nas simulações por PSF, a inserção de modulação de fase piorou a imagem, principalmente com relação ao contraste entre os refletores e o ruído de fundo.

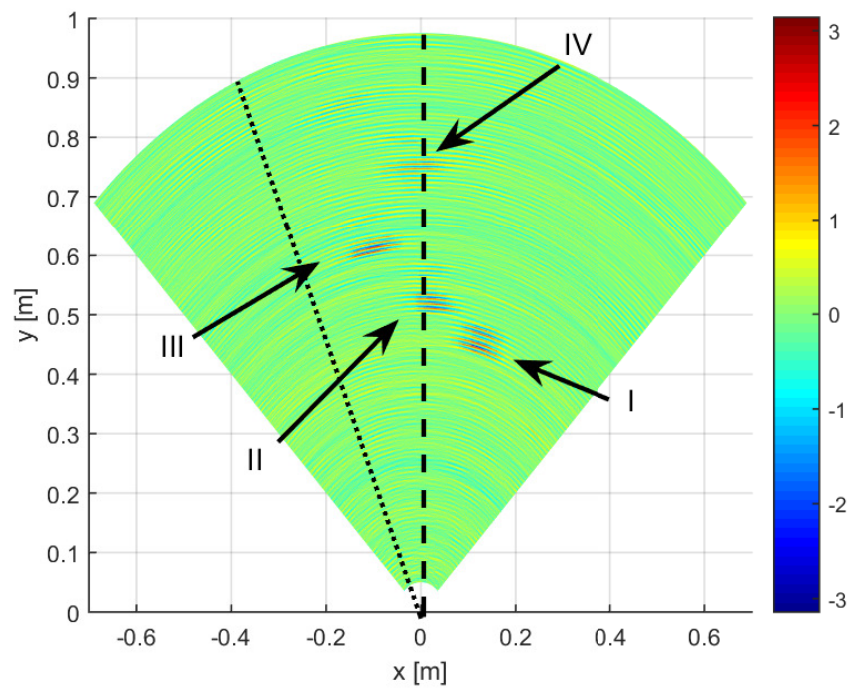
Figura 28: Imagem de amplitude com modulação de fase, envoltória, em dB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

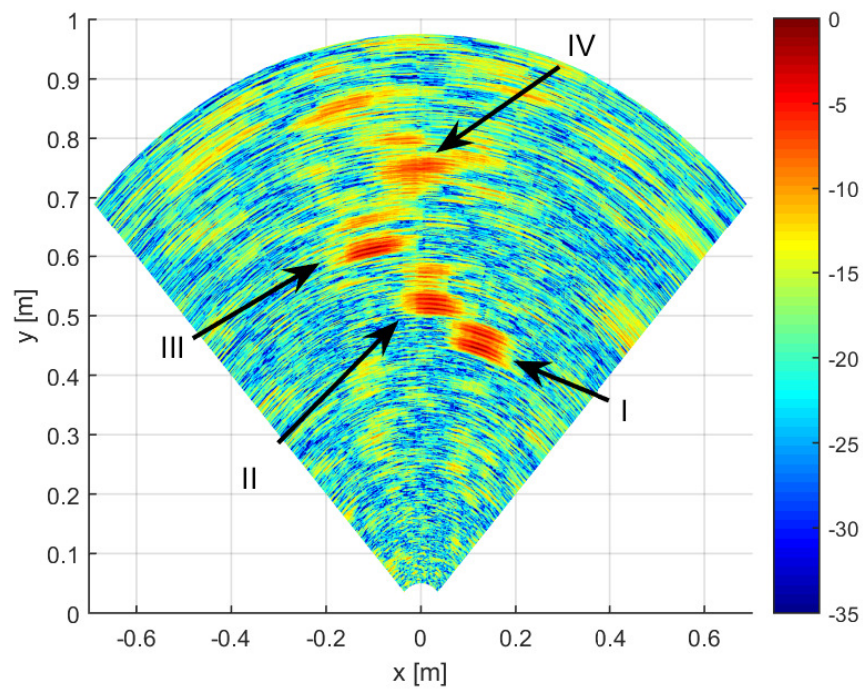
A Figura 29 apresenta a imagem de fase obtida a partir do sinal com modulação. A Figura 30 apresenta a imagem de fase obtida a partir do sinal com modulação após a aplicação da envoltória. A Linha tracejada (Corte 1) na Figura 29 representa o corte na imagem de fase, passando pelos defeitos 1 e 4. Já a linha pontilhada (Corte 2), representa o corte na imagem IP que não passa por nenhum refletor.

Figura 29: Imagem de IP RF com modulação de fase, em radianos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 30: Imagem IP com modulação de fase, envoltória, em dB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

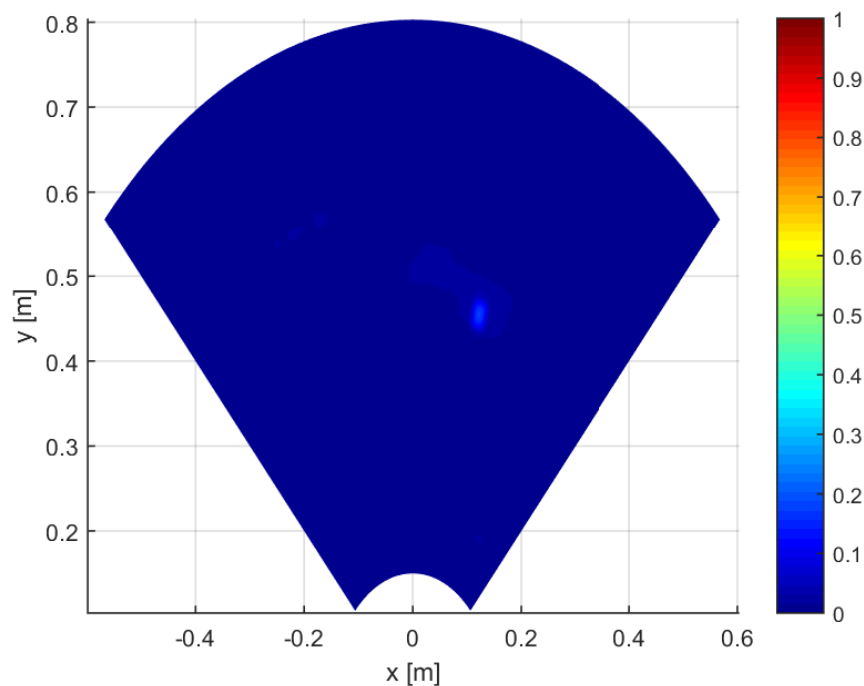
Pode-se concluir, analisando as Figuras 29 e 26 que a utilização da modulação de

fase no sinal não produz melhorias significativas na identificação dos defeitos, tendo piorado inclusive a qualidade da imagem de amplitude.

5.6 IMAGENS FORMADAS UTILIZANDO CORRELAÇÃO DE PEARSON

Para que seja possível calcular corretamente a correlação e formar a imagem PC, o tamanho da janela extraída do corte na imagem IP demodulada, deve ser igual ao tamanho do sinal de referência. Este método será denominado correlação por janela normal, pois utiliza como sinal de referência para a correlação, o mesmo sinal triangular modulante. A Figura 31 apresenta a imagem formada utilizando os valores de correlação de Pearson.

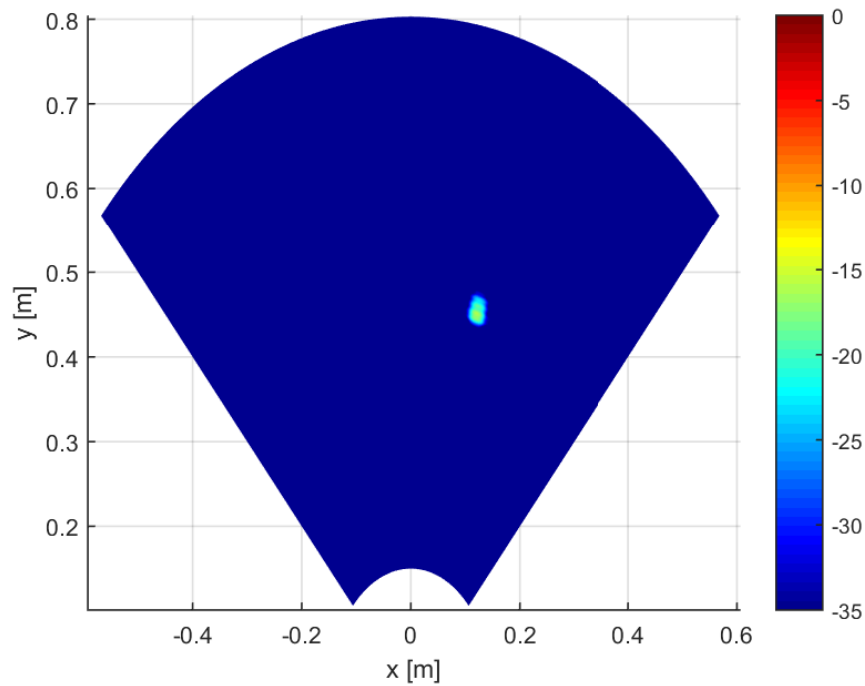
Figura 31: Imagem PC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 32 apresenta a imagem resultante da imagem de amplitude apresentada na Figura 28 e ponderada pelos valores da imagem dos coeficientes de Pearson apresentada na Figura 31

Figura 32: Ponderação da imagem de amplitude através da imagem PC.

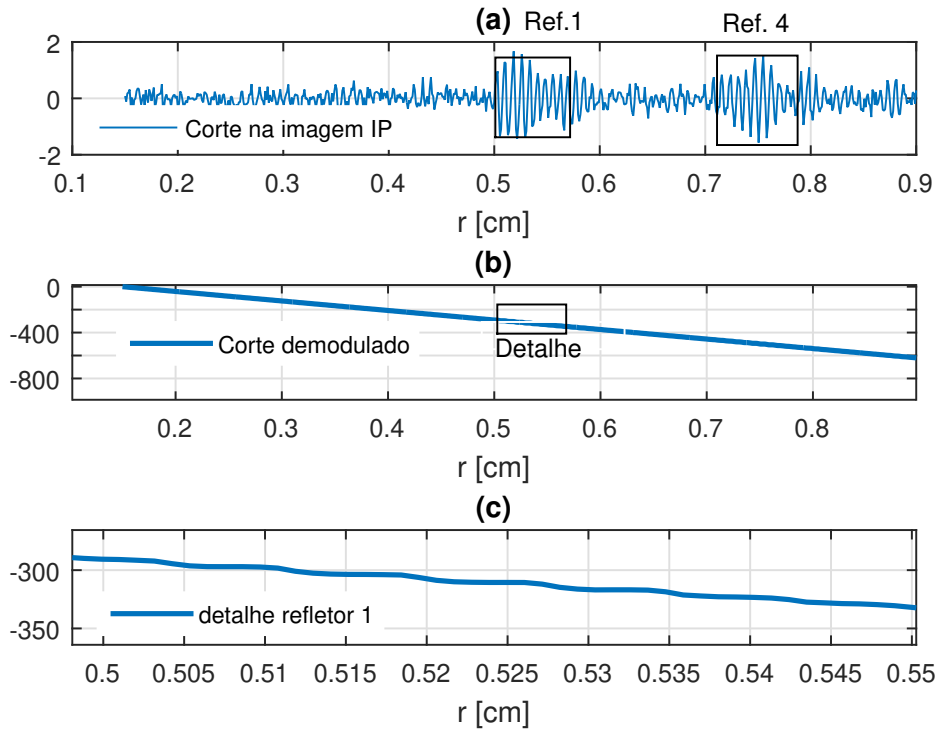


Fonte: Elaborado pelo autor.

Quando associada à imagem de amplitude, podemos verificar a presença do refletor 1, porém muito atenuado, visto que os valores da correlação são muito baixos. Também devido aos baixos valores de correlação calculados, não foi possível formar uma imagem binária.

Os baixos valores de correlação podem ser explicados observando a região do corte demodulado, apresentado na Figura 33 (b), que no detalhe, 33(c) apresenta não o formato triangular esperado, mas sim um formato oscilatório.

Figura 33: Corte 1 na imagem IP com modulação de fase, passando pelos refletores 1 e 4 (a), corte demodulado (b), detalhe da região correspondente ao refletor 1 (c).

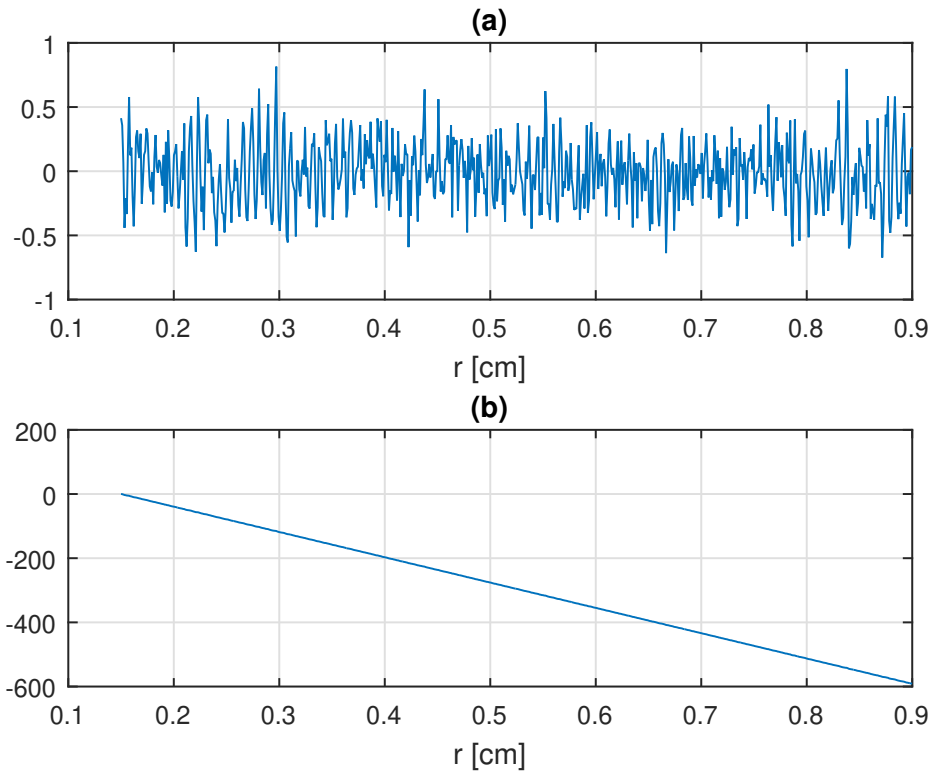


Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme descrito na seção 5.2, a resposta em magnitude do modo S0 não é uniforme e ideal, como assumimos na simulação por PSF, mas apresenta um comportamento de filtro passa faixas. Visto que a modulação de fase aumenta a largura de banda, o sinal que a cerâmica acopla na placa é na verdade um sinal filtrado pela resposta do modo S0, isto pode explicar as oscilações observadas na figura 33 (b) e (c).

A Figura 34 apresenta o corte feito na imagem IP, apresentado na Figura 26 (Corte 2), que não passa por nenhum defeito.

Figura 34: Corte 2 na imagem IP com modulação de fase, sem nenhum defeito (a), corte após a demodulação (b).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Fica claro observando a Figura 34 (a) que, conforme constatado por (PRADO *et al.*, 2014), em regiões sem refletores, a soma coerente de fase será composta por ruídos aleatórios e resultará em baixos valores. Também é possível observar na Figura 34 que após a demodulação, nenhuma forma de onda é observada.

5.7 INFLUÊNCIA DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO MODO S0

A resposta em magnitude do modo S0 está distorcendo o pulso modulado, devido a largura de banda incompatível entre a resposta do transdutor e do sinal (ZHOU, 2020). Haverá perda de informação, logo, podemos simular a influência da cerâmica no sinal de excitação, demodula-lo, e assim criar um novo sinal de referência para a correlação de Pearson. Para criar este novo sinal, devemos multiplicar na frequência o espectro do sinal de excitação pela resposta em magnitude do modo S0.

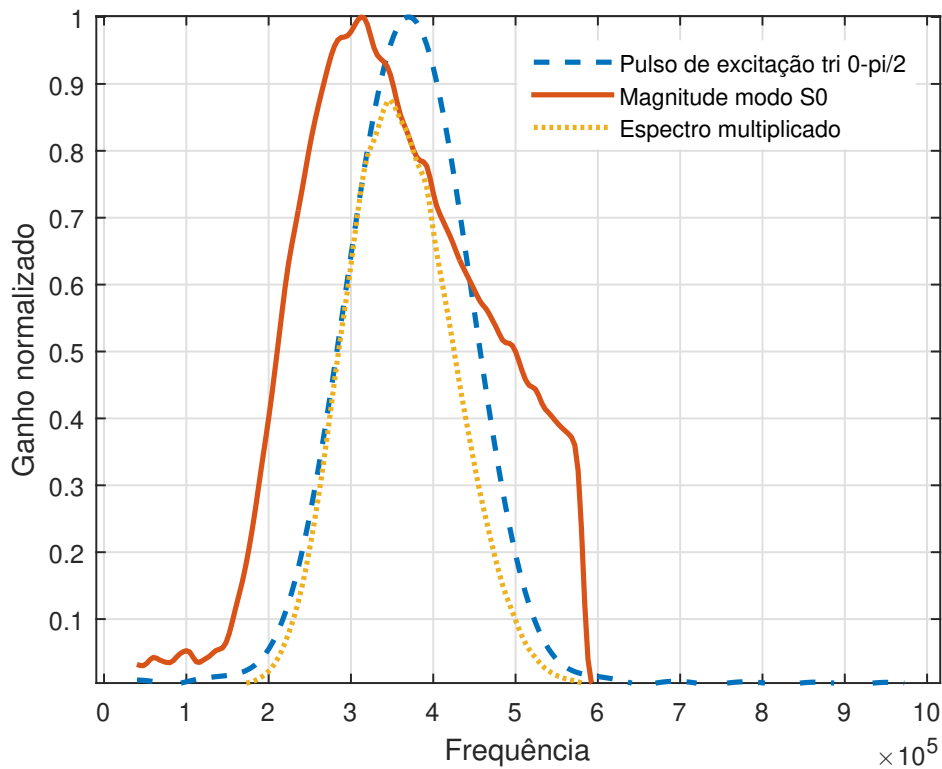
Seja $x[n]$ o sinal modulado em fase e $h[n]$ a resposta em frequência da cerâmica para o modo S0, para encontrarmos o sinal alterado $y[n]$ devemos convoluir $x[n]$ e $h[n]$. A convolução

no tempo equivale a uma multiplicação na frequência (OPPENHEIM; SCHAFER, 2010), ao fazer a FFT de $x[n]$ teremos o espectro $X(\omega)$, $H(\omega)$ é a própria resposta em frequência do modo S0, apresentada na Figura 21, assim

$$Y(\omega) = X(\omega)H(\omega). \quad (68)$$

A Figura 35 apresenta o espectro do sinal de excitação com modulação de fase triangular, a resposta em magnitude do modo S0, e o resultado da multiplicação entre os dois. Fazendo a FFT inversa de $Y(\omega)$ temos o sinal modificado pela resposta em magnitude do modo S0. Como não se utilizou a resposta em fase, o sinal alterado apenas equivale a uma aproximação do sinal real.

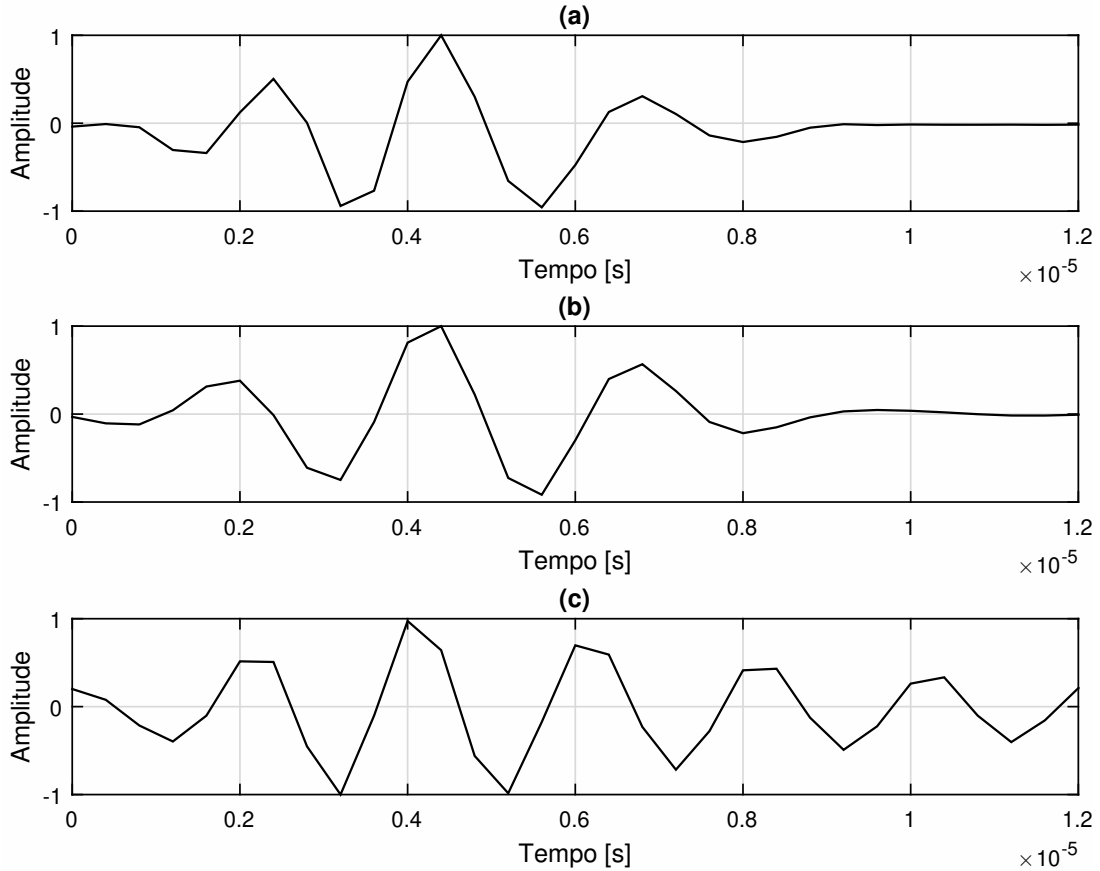
Figura 35: Espectros do sinal de excitação com modulação, magnitude do modo S0, e o resultado da multiplicação na frequência entre ambos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 36 apresenta o sinal de excitação modulado em fase (a), o sinal $y[n]$ (levando em conta a magnitude do modo S0) (b), e o sinal experimental emitido pela cerâmica (c).

Figura 36: Sinal de excitação modulado em fase (a), sinal levando em conta a magnitude do modo S0 (b), sinal experimental recebido pela cerâmica (c).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando os sinais apresentados na Figura 36 (a), (b) e (c), e os espectros apresentados na Figura 35, fica claro que a resposta do modo S0 influencia no formato da onda acoplada na placa, entretanto, o sinal que leva em conta a magnitude do modo S0 apresenta maior semelhança visual com o sinal recebido pela cerâmica que o sinal de excitação.

5.8 UTILIZAÇÃO DA RESPOSTA DO MODO S0 PARA GERAR UM NOVO SINAL DE REFERÊNCIA

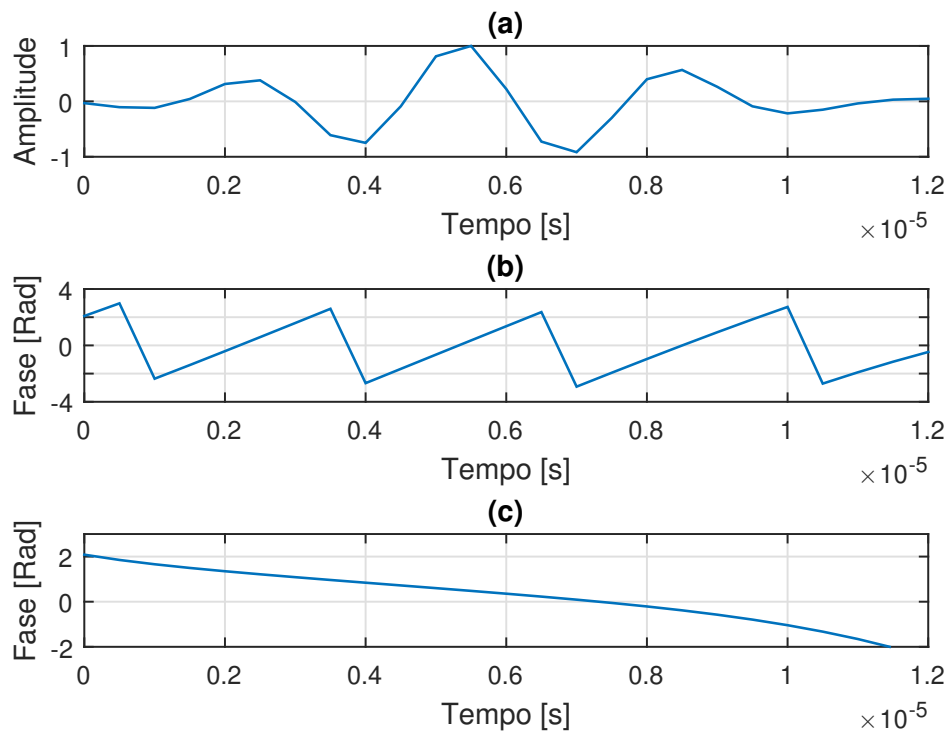
Visto que a resposta do transdutor para o modo S0 altera o formato e o espectro do sinal de excitação, este também altera sua fase instantânea, e consequentemente a informação inserida pela modulação de fase. Para contornar este problema, neste trabalho, utilizou-se a resposta do modo S0 para gerar um novo sinal de referência, conforme apresentado na Figura 36 (b).

Assim, a forma correta de utilizar o método, é aplicar a resposta em frequência não

no sinal de referência para a correlação, mas nos sinais recebidos de cada par emissor-receptor. Desta forma, é possível reverter a distorção nos sinais, entretanto, ambos os métodos levam em consideração apenas a resposta em magnitude dos sinais, considerando a resposta em fase linear, sendo assim, uma aproximação.

A Figura 37 apresenta um trecho do sinal de excitação alterado pela magnitude do modo S0 (a), a fase instantânea do sinal (b), e sua respectiva demodulação (c). Verifica-se que após a demodulação, o formato triangular do sinal modulante dá lugar a um formato oscilatório, semelhante ao observado na Figura 33(c). Logo, a referência para a correlação não será mais o sinal modulante de formato triangular apresentado na Figura 12(c), mas sim o sinal apresentado na Figura 37(c).

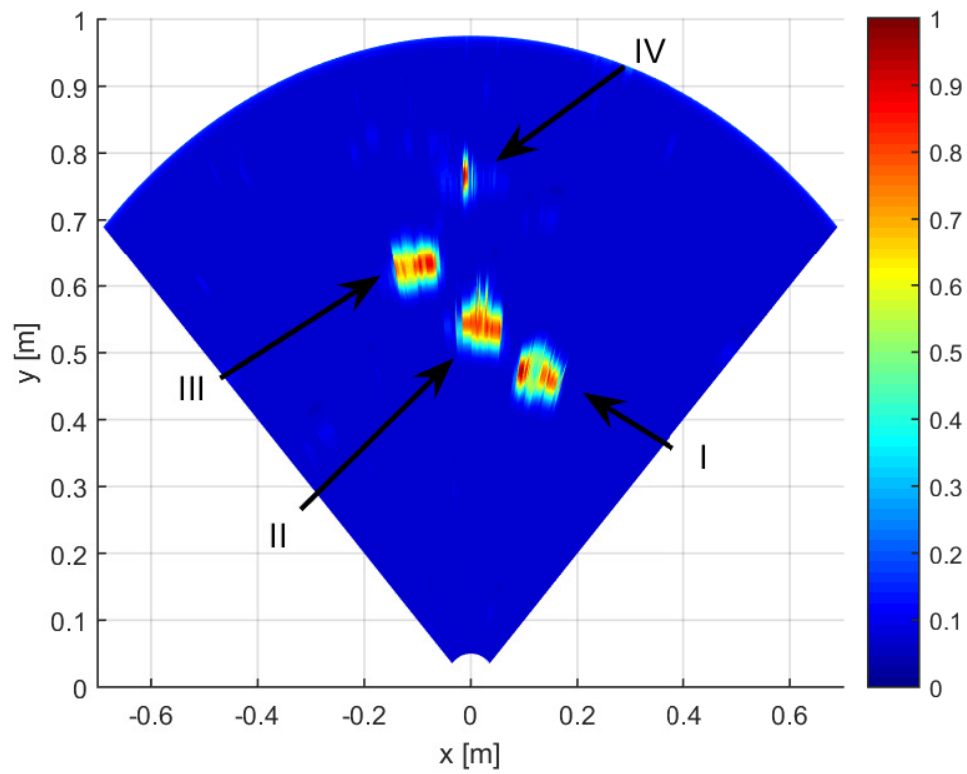
Figura 37: Sinal de excitação levando em conta resposta do modo S0 (a), Fase instantânea do sinal de excitação (b), sinal demodulado (c).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 38 apresenta a imagem de Pearson formada utilizando sobreposição de janelas do sinal para correlação de 1 amostra, e o sinal de referência para a correlação que leva em conta a resposta do modo S0. Observa-se melhor separabilidade dos refletores, bem como a inexistência da zona morta próxima ao *array*, a ausência de artefatos e o baixo nível de ruído de fundo, entretanto, o defeito 4, mais distante foi fracamente detectado.

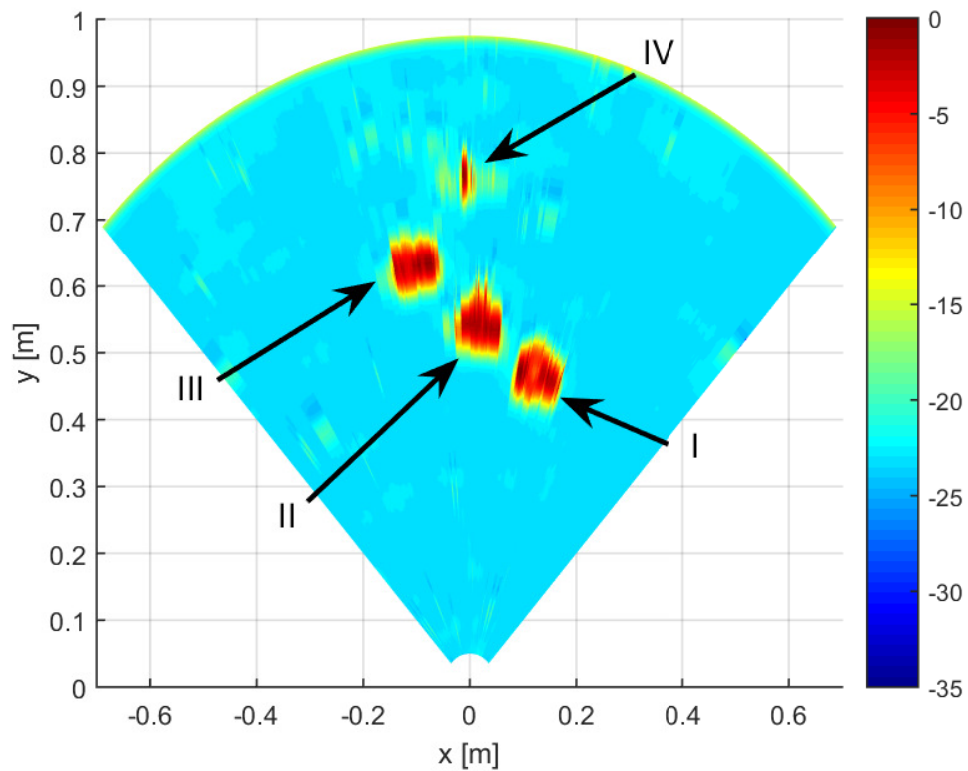
Figura 38: Imagem de Pearson utilizando a compensação do sinal de referência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 39 apresenta a imagem de Pearson em dB.

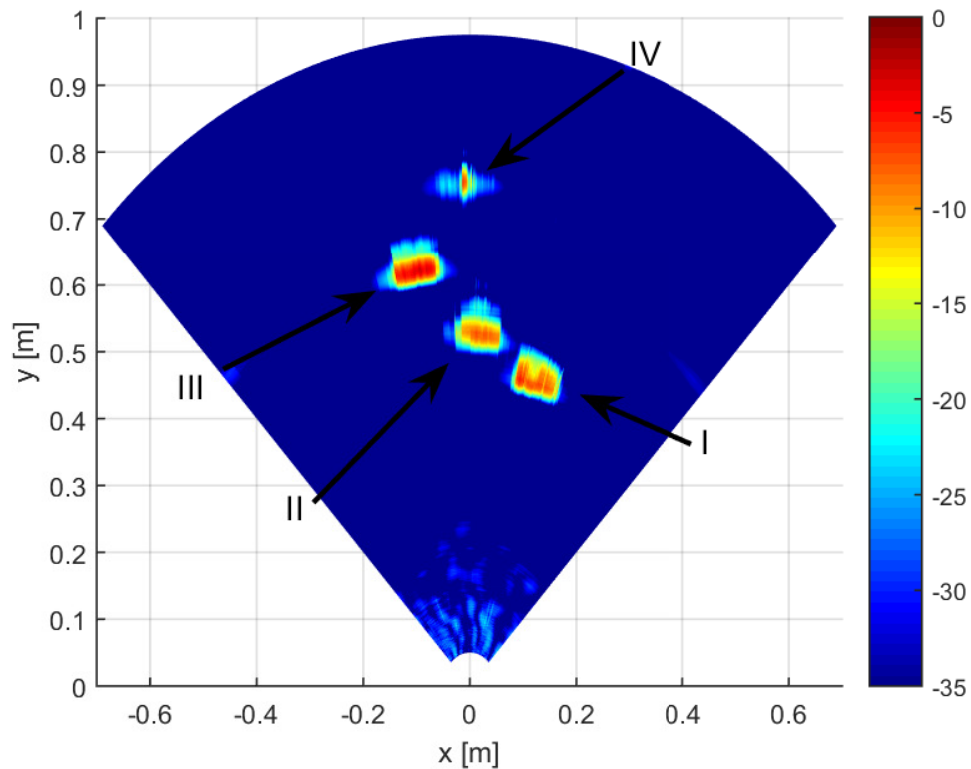
Figura 39: Imagem de Pearson utilizando a compensação do sinal de referência, em dB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme descrito, podemos utilizar a imagem PC como fator de ponderação para a imagem de amplitude. A Figura 40 apresenta o a imagem resultante da ponderação da imagem de amplitude sem modulação de fase, e a imagem de Pearson.

Figura 40: Imagem de amplitude sem modulação de fase, ponderada pela imagem PC em dB.

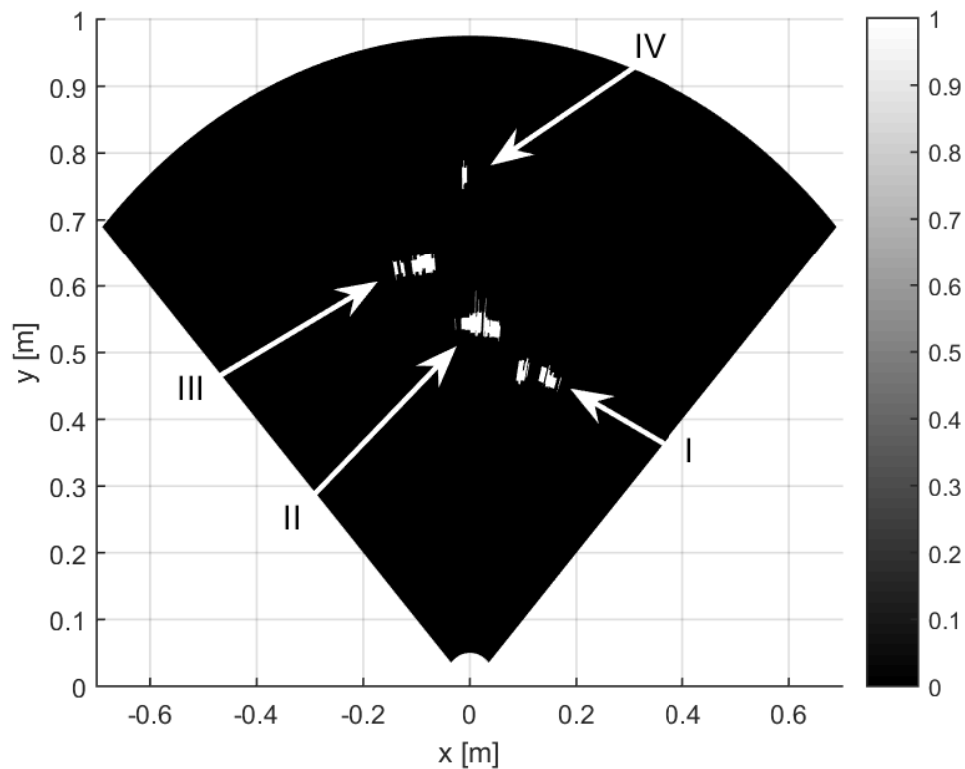


Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se que, associada a imagem de amplitude, a imagem PC reduz a quantidade e a intensidade dos artefatos, melhora a resolução lateral e diminui a intensidade da zona morta.

Observando a Tabela 1, podemos definir valores de $|P|$ que representem uma grande similaridade para formar um limiar para uma imagem binária. Para tal, considera-se 1, os pixels cujo valor de $|P|$ estejam acima de um determinado limiar, e 0, os pixels cujos valores de $|P|$ estejam abaixo do limiar. A Imagem 41 apresenta a imagem binária a partir da imagem PC considerando um limiar de 0,7.

Figura 41: Imagem binária formada a partir da imagem PC considerando limiar de 0,7.

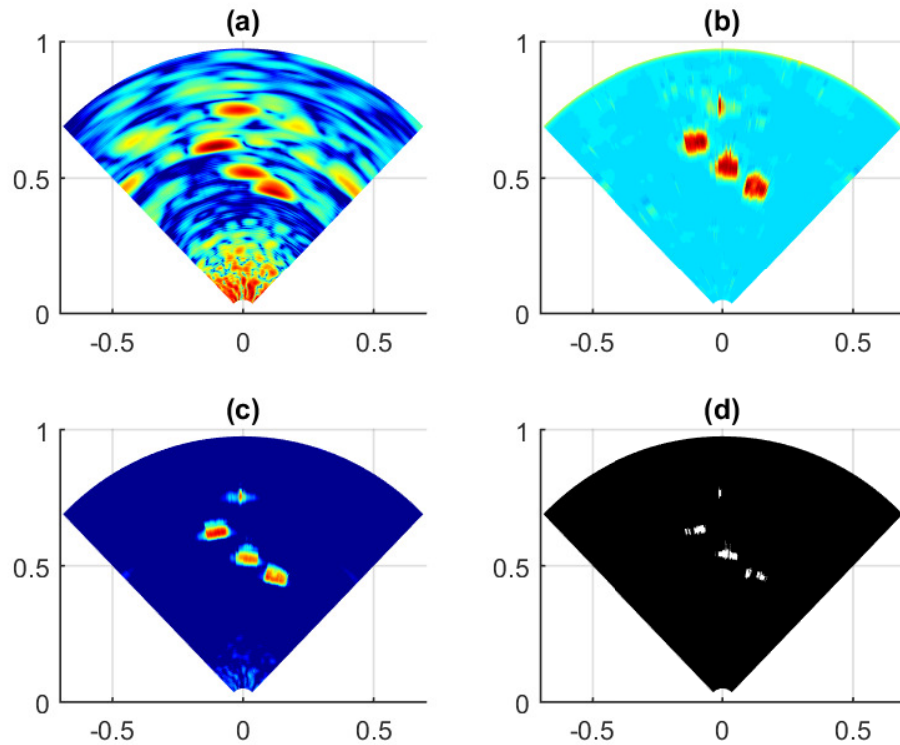


Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando a Figura 41 observa-se a identificação de todos os defeitos, entretanto, a escolha incorreta do valor do limiar pode levar a falsos negativos, bem como a incerteza quanto à presença de um único defeito, ou vários.

A Figura 42 apresenta as imagens de amplitude sem modulação de fase em dB (a), imagem de Pearson em dB (b), imagem de amplitude sem modulação de fase, ponderada pela imagem de Pearson (c), imagem binária considerando limiar de 0,7.

Figura 42: Comparação entre imagens de amplitude sem modulação em dB (a), imagem de Pearson em dB (b), imagem de amplitude ponderada em dB (c) e imagem binária (d).

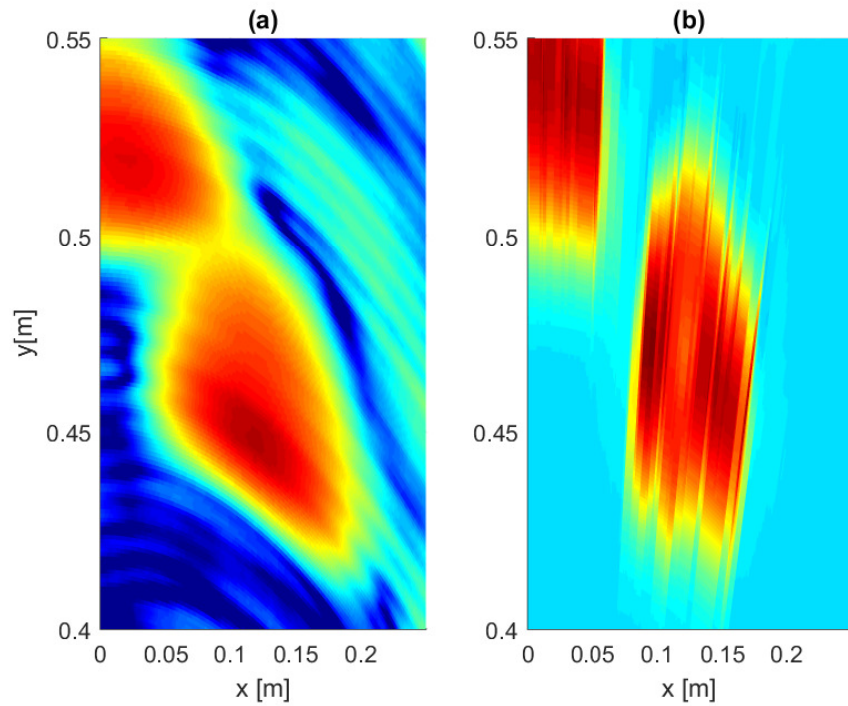


Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se na Figura 42 a grande diminuição da zona morta, artefatos e ruído de fundo quando comparadas as figuras 42 (a) com (b), (c) e (d).

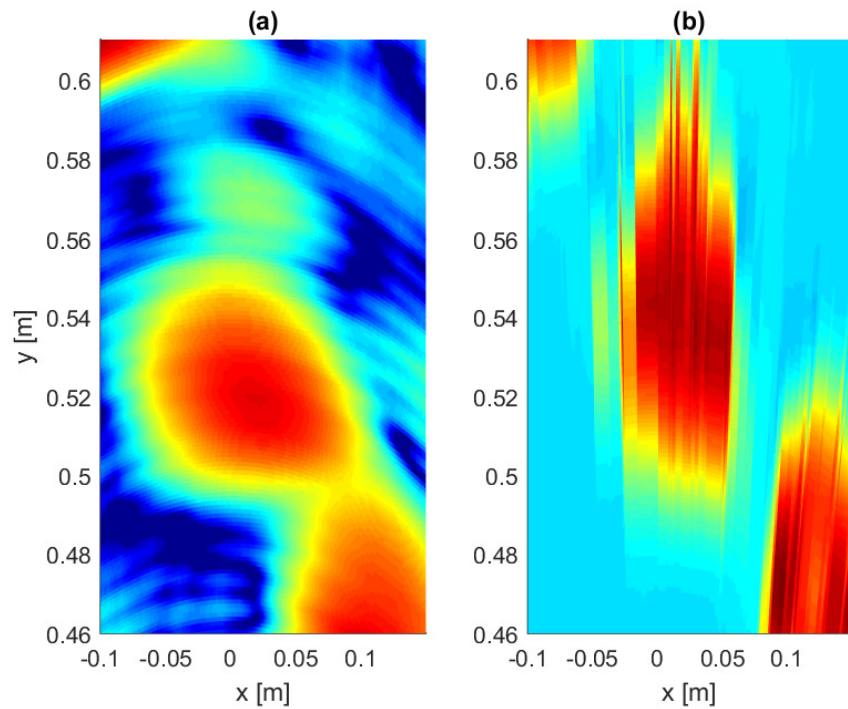
As Figuras 43, 44, 45 e 46 apresentam a comparação, em detalhe de cada um dos defeitos, entre a imagem de amplitude convencional, sem modulação de fase, e a imagem de Pearson. Para possibilitar uma comparação justa, todas estão em dB.

Figura 43: Detalhe no defeito 1, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.



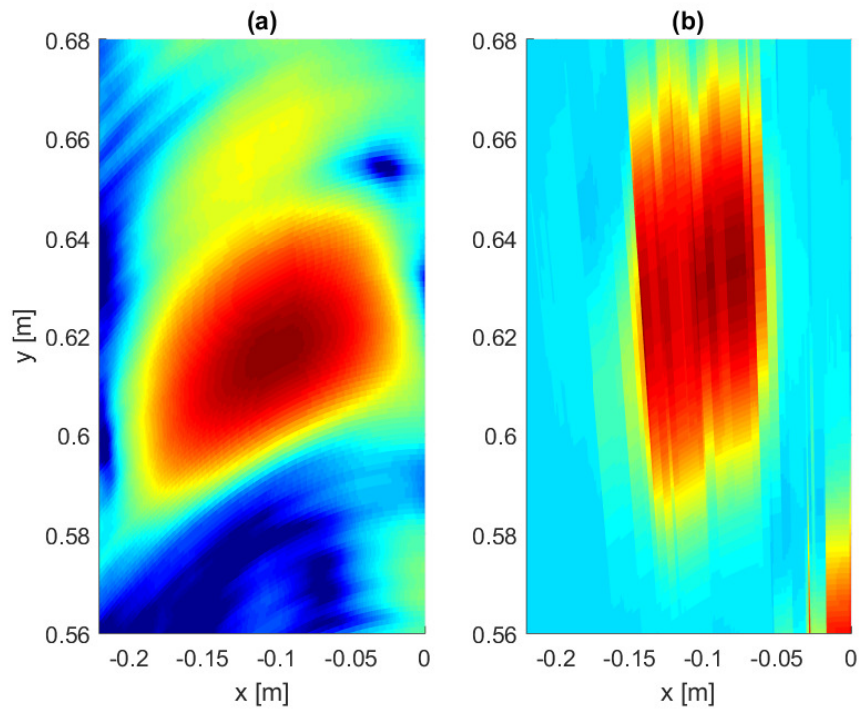
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 44: Detalhe no defeito 2, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.



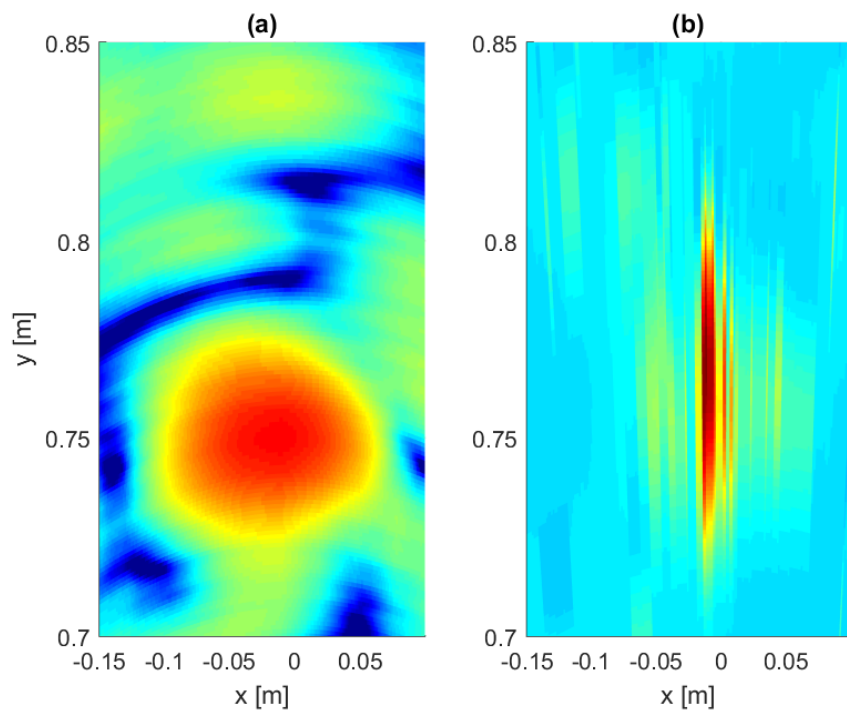
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 45: Detalhe no defeito 3, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 46: Detalhe no defeito 4, imagem de amplitude sem modulação de fase (a), imagem de Pearson (b), em dB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 2 apresenta a comparação do tamanho lateral e axial, em centímetros, da representação dos defeitos inseridos na placa, na imagem de amplitude convencional sem modulação de fase, e na imagem de Pearson, em dB.

Tabela 2: Tamanho lateral e axial dos defeitos nas imagens de amplitude e PC, em centímetros.

Refletor	Lateral amp.	Lateral PC	Axial amp.	Axial PC
1	15	9,5	5,5	8
2	15	9	5,5	8,5
3	16	9	5	7
4	16	2,5	5	7

Observando a Tabela 2, e as Figuras 43, 44, 45, e 46, observa-se significativa redução do tamanho lateral na representação dos defeitos. Embora, conforme observado nas simulações por PSF, o tamanho axial aumentou, em decorrência do processo de correlação.

6 CONCLUSÕES

As aplicações da ultrassonografia são vastas e vão desde a área médica, até aplicações industriais realizando ensaios não destrutivos. Diversas técnicas foram estudadas e propostas no sentido de melhorar a resolução das imagens e reduzir a complexidade eletrônica necessária. Entretanto, a qualidade da imagem ainda depende muito do *array*, sua abertura, espaçamento, e frequência de operação. Para o caso específico de placas metálicas, amplamente utilizadas na indústria, as ondas de Lamb tem aparecido como uma alternativa promissora, visto que se propagam nas placas, por longas distâncias e relativamente baixa atenuação.

A utilização da fase instantânea dos sinais possibilitou melhorias da detecção de defeitos, principalmente devido à maior imunidade da fase ao ruído. Neste sentido, a utilização de sinais de excitação que carregam consigo informações, na forma de modulação, seja de frequência ou fase tem se mostrada promissora. Neste trabalho ensaios foram realizados utilizando sinais com modulação de fase triangular, de modo a validar o método proposto por (PRADO; HIGUTI; GARCIA, 2018). Utilizou-se um sinal modulante de formato triangular para modular em fase uma onda portadora, e este sinal modulado foi utilizado como pulso de excitação para a formação de imagem de ultrassom. A técnica utilizada para a aquisição dos sinais foi a FMC, que associada ao algoritmo TFM, resultou em imagens de amplitude e fase instantânea, para efeito de comparação, imagens foram feitas com e sem a utilização da modulação.

Após o processamento, que foi feito em coordenadas polares, cortes partindo de $r = r_{min}$ até r_{max} foram extraídos da imagem de fase, varrendo de $-\theta_{max}$ até $+\theta_{max}$. Para cada corte, foi realizada a demodulação da fase instantânea. Após demodular, janelas destes cortes demodulados foram extraídas, com diferentes valores de sobreposição entre as janelas, e foi aplicado o coeficiente de correlação de Pearson entre estas janelas, e o sinal de referência, no caso o sinal modulante triangular.

Simulações por PSF provaram a viabilidade do método, resultando em significativa melhora da resolução lateral. No caso prático, no entanto, os resultados não foram satisfatórios. Isto se deve ao fato de que, na simulação, consideramos a resposta em magnitude do transdutor ideal e constante para todo o espectro de frequências. Observou-se experimentalmente, que o modo S0 tem uma banda limitada na frequência, e o sinal com modulação de fase apresenta largura de banda consideravelmente maior. Logo, o transdutor atua como um filtro passa-faixas,

distorcendo o sinal de excitação e incorrendo na perda de informação.

Conhecendo a resposta em magnitude do modo S0, foi possível simular esta distorção causada pela cerâmica, através da multiplicação na frequência da resposta em magnitude do modo S0, e do espectro de frequências do sinal de excitação, obtido através da transformada de *Fourier*, e sua implementação computacional, FFT . Após a multiplicação dos espectros, foi feita a FFT inversa, gerando um novo sinal, que simula a distorção causada pelo transdutor. Extraiu-se a fase instantânea deste novo sinal de excitação, e foi utilizado como um novo sinal de referência para a correlação de Pearson. A utilização deste novo sinal de referência, possibilitou altos valores de similaridade nas regiões da imagem correspondente aos refletores, e uma nova imagem foi formada a partir destes valores, chamada imagem PC.

A Imagem PC apresentou significativa melhora comparada com a imagem de amplitude, o refletor 2 por exemplo, tem tamanho lateral de 9 cm. na imagem PC em dB, e um tamanho de 15 cm. na imagem de amplitude. O Refletor 4, mais distante do *array*, apresentou a maior redução, de 16 cm na imagem de amplitude, passou a ter 2,5 cm. na imagem PC. Esta melhora na resolução lateral, possibilitou a maior separação dos refletores na imagem, podendo agora ser distinguidos claramente um do outro.

A imagem PC também foi utilizada como fator de ponderação para a imagem de amplitude, resultando na imagem de amplitude ponderada, que teve sua resolução melhorada, possibilitando a identificação de defeitos próximos, diminuição de artefatos e zona morta. Também a partir da imagem PC, foi estabelecido um limiar de 0,7, resultando em uma imagem binária. Para as imagens binárias, considera-se um pixel da imagem binária como 1 se o respectivo pixel da imagem PC estiver acima do limiar, já se estiver abaixo do limiar, considera-se o pixel 0. Observou-se que a escolha correta do limiar é fundamental para a identificação dos refletores, visto que um limiar muito alto pode esconder defeitos, ao passo que um limiar muito baixo não resultará em significativa melhora na resolução, incorrendo em falsos positivos ou negativos.

Estes resultados ainda não devem ser considerados conclusivos, pois dependem da formação de mais imagens, incluindo um teste cego, em que a imagem será formada sem saber a localização dos defeitos. Trabalhos futuros no sentido de aprimorar o método podem ser a análise da aplicabilidade de outros sinais modulantes, além do triangular. Bem como a utilização da modulação em frequência, ou códigos binários. A utilização de transdutores com resposta na frequência mais larga pode ser promissora também.

As dificuldades encontradas na elaboração deste trabalho foram principalmente de ordem técnica, visto que os transdutores já tinham pelo menos 10 anos e quebravam facilmente

durante o processo de colagem. A metalização se descola facilmente das superfícies da cerâmica, dificultando ou interrompendo o contato elétrico. Outra dificuldade foi a solda, que deve ser feita com muito cuidado, devido ao fato das dimensões do transdutor serem muito pequenas, tudo isso somado, incorreu numa pequena robustez mecânica do *array*, que precisou ser constantemente consertado, seja refazendo as soldas ou mesmo substituindo elementos danificados. Neste sentido, se fosse utilizado um *array* comercial, provavelmente teríamos melhores resultados. Outra dificuldade que deve ser mencionada, foi a pandemia da doença COVID-19, que dificultou muito o acesso ao laboratório e ao grupo de pesquisa para compartilhamento de ideias e resultados.

REFERÊNCIAS

- ALLEYNE, D. N.; CAWLEY, P. Optimization of lamb wave inspection techniques. *NDT&E International*, London, v. 25, p. 11–22, 1992.
- CAMACHO, J.; FRITSCH, C.; FERNANDEZ-CRUZA, J.; PARRILLA, M. Phase coherence imaging: Principles, applications and current development. *Proceedings of Meetings on Acoustics*, [s.l.], v. 38, n. 1, 2020.
- CAMACHO, J.; PARRILLA, M.; FRITSCH, C. Phase coherence imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 56, p. 958–974, 2009.
- CHO., H.; M., H.; S, S.; J., L. C. Nonlinear guided wave technique for localized damage detection in plates with surface-bonded sensors to receive lamb waves generated by shear-horizontal wave mixing. *NDT&E International*, London, v. 102, p. 35 – 46, 2019.
- DRINKWATER, B.; WILCOX, P. Ultrasonic arrays for non-destructive evaluation - a review. *NDT&E International*, London, v. 39, p. 525–541, 2006.
- EBRAHIMKHANLOU, A.; DUBUC, B.; SALAMONE, S. Damage localization in metallic plate structures using edge-reflected lamb waves. *Smart Materials and Structures*, New York, v. 25, n. 8, 2016.
- FIRESTONE, F. A.; LING, D. S. Methods and means of generating and utilizing vibrational waves in plates. *United States patent n° 2,536,128*, [s.l.], 1951.
- GIURGIUTIU, V. Lamb wave generation with piezoelectric wafer active sensors for structural health monitoring. *Proceedings SPIE on smart structures and materials*, Redondo Beach, 2003.
- GRAFF, K. F. *Wave motion in elastic solids*. Oxford: Oxford: Clarendon Press, 1975.
- HAIDER, M. F.; BHUIYAN, Y.; PODDAR, B.; LIN, B.; GIURGIUTIU, V. Analytical and experimental investigation of the interaction of lamb waves in a stiffened aluminum plate with a horizontal crack at the root of the stiffener. *Journal of sound and vibration*, London, v. 431, p. 212 – 225, 2018.
- HAIKYN, S. *Communication systems*. 4. ed. New Jersey: John Wiley Sons, 2001.
- HOLMES, C.; DRINKWATER, B. W.; WILCOX, P. D. Post-processing of the full matrix of ultrasonic transmit–receive array data for non-destructive evaluation. *NDT&E International*, London, v. 38, p. 701–711, 2005.
- KINO, G. S. *Acoustic waves*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1987.
- LASSER, M. E.; LASSER, B.; KULA, J.; ROHRER, G.; HARRISON, G. H. Developments in real-time 2d ultrasound inspection for aging aircraft. *PROCEEDINGS OF SPIE*, Redondo Beach, v. 3586, 1999.

- MARTÍNEZ-GRAULLERA, O.; ROMERO-LAORDEN, D.; MARTÍN-ARGUEDAS, C. J.; IBAÑEZ, A.; ULLATE, L. G. A new beamforming process based on the phase dispersion analysis. *Proc. Int. Congress on Ultrasonics*, [s.l.], 2011.
- MICHAELS, J. E.; LEE, S. J.; CROXFORD, A. J.; WILCOX, P. D. Chirp excitation of ultrasonic guided waves. *Ultrasonics*, Surrey, v. 53, p. 265–270, 2013.
- MISARIDIS, T.; JENSEN, J. A. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. part 1: Basic concepts and expected benefits. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 52, p. 208 – 219, 2005.
- MONTGOMERY D, C.; RUNGER G, C. *Applied statistics and probability for engineers*. 6. ed. New Jersey: John Wiley Sons, 2013.
- MUKAKA, M. M. A guide to appropriate use of correlation coefficient in medical research. *Malawi Medical Journal*, [s.l.], 2012.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. 3. ed. London: Pearson, 2010. 1108 p.
- PRADO, V. T. *Ultrasonic non-destructive testing of plate-like structures using piezoelectric array transducers*. 124 p. Tese (Doutorado) — Faculdade de engenharia de Ilha Solteira - Unesp, Ilha Solteira, 2014.
- PRADO, V. T.; HIGUTI, R. T.; GARCIA, V. L. Utilização da modulação de fase para melhoria da resolução lateral em imagens ultrassônicas. *Congresso Brasileiro de Automática*, João Pessoa, 2018.
- PRADO, V. T.; HIGUTI, R. T.; MARTÍNEZ-GRAULLERA Óscar; KITANO, C. Instantaneous phase threshold for reflector detection in ultrasonic images. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 61, p. 1204 – 1215, 2014.
- ROSE, J. L. *Ultrasonic waves in solid media*. Cambridge: Cambridge University Press, 1999.
- SCHOBBER, P.; BOER, C.; SCHWARTE, L. A. Correlation coefficients: Appropriate use and interpretation. *Anesthesia Analgesia*, Baltimore, v. 126, n. 5, p. 1763–1768(6), 2018.
- SHEN, X.; WANG, D.; MAO, K.; ANAGNOSTOU, E.; HONG, Y. Inundation extent mapping by synthetic aperture radar: A review. *Remote Sensing*, [s.l.], v. 11, n. 879, 2019.
- SU, Z.; YE, L. *Identification of damages using Lamb Waves: From fundamentals to applications*. 1. ed. London: Springer, 2009. 356 p.
- TAKIY, A. E.; KITANO, C.; HIGUTI, R. T.; GRANJA, S. C.; PRADO, V. T.; ELVIRA, L.; MARTÍNEZ-GRAULLERA, O. Ultrasound imaging of immersed plates using high-order lamb modes at their low attenuation frequency bands. *Mechanical Systems and Signal Processing*, London, v. 96, p. 321–332, 2017.
- WORLTON, D. C. Ultrasonic testing with lamb waves. *Nondestructive Testing*, New York, 1957.
- YU, L.; GIURGIUTIU, V. In situ 2d piezoelectric wafer active sensors arrays for guidedwave damage detection. *Ultrasonics*, Surrey, v. 48, p. 117–134, 2008.

ZHANG, H.; ZENG, L.; FAN, G.; ZHANG, H.; ZHU, Q.; ; ZHU, W. Instantaneous phase coherence imaging for near field defects by ultrasonic phased array inspection. *Sensors*, [s.l.], v. 20, 2020.

ZHENG, Y.; LIU, K.; WU, Z.; GAO, D.; GORGIN, R.; MA, S.; LEI, Z. Lamb waves and electro-mechanical impedance based damage detection using a mobile pzt transducer set. *Ultrasonics*, Surrey, v. 92, p. 13–20, 2019.

ZHOU, K.; ZHENG, Y.; ZHANG, J.; XU, X.; MA, S.; WU, Z. A reconstruction-based mode separation method of lamb wave for damage detection in plate structures. *Smart materials and structures*, New York, v. 28, n. 3, 2019.

ZHOU, Y. The effects of phase-modulated excitation on the focused acoustic field. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 67, n. 4, p. 727–734, 2020.