

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

VITOR LOPES GARCIA

**MODULAÇÃO DE FASE E CORRELAÇÃO DE PEARSON PARA  
DETECÇÃO DE REFLETORES EM IMAGENS ULTRASSÔNICAS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2017

VITOR LOPES GARCIA

## **MODULAÇÃO DE FASE E CORRELAÇÃO DE PEARSON PARA DETECÇÃO DE REFLETORES EM IMAGENS ULTRASSÔNICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Vander Teixeira Prado

Coorientador: Prof. Dr. Wagner Endo

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2017



**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
**Campus Cornélio Procópio**  
**Departamento Acadêmico de Elétrica**  
**Curso de Engenharia Elétrica**



## **FOLHA DE APROVAÇÃO**

**Vitor Lopes Garcia**

### **Modulação de fase e correlação de Pearson para detecção de refletores em imagens ultrassônicas**

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 08:00hs do dia 19/10/2017 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

---

Prof(a). Dr(a). Vander Teixeira Prado - Presidente (Orientador)

---

Prof(a). Dr(a). Wagner Endo - (Coorientador)

---

Prof(a). Dr(a). María Eugenia Dajer - (Membro)

---

Prof(a). Dr(a). Cristiano Marcos Agulhari - (Membro)

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso.

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente a Deus, pela oportunidade me dada para cursar a graduação pretendida em uma universidade pública de qualidade e, também, por me fortalecer nos momentos de dificuldades durante essa caminhada.

A minha irmã Viviane e, em especial, aos meus pais Sebastião e Neuza, por apoiarem todas as minhas decisões e por terem me ensinado desde pequeno o quão importante é a busca de conhecimento. Não apenas para a ascensão da carreira profissional, mas, também, para o desenvolvimento do caráter e do bem-estar pessoal.

Ao meu orientador, professor Vander, por todo o apoio, paciência e tempo dedicados a mim, além do tratamento amigável e profissional nas reuniões e e-mails enviados durante a orientação desse trabalho.

Aos componentes da república “Tomate Seco”, nos quais foram uma família para mim durante esses anos da graduação.

Aos meus colegas de sala, em especial os amigos Fábio, Kayo, Kevin, Igor, Matheus, Rafael, Gustavo, Bruno, Giovani e Lucas, pela parceria nos estudos e pelas descontrações nos momentos de tensão em semanas de provas.

Ao meu coorientador, professor Wagner, e aos professores da banca examinadora pelas sugestões, correções e contribuições dadas a esse trabalho.

A todos os professores e servidores da UTFPR-CP que, direta ou indiretamente, fizeram parte da minha formação acadêmica.

## RESUMO

GARCIA, Vitor L. **MODULAÇÃO DE FASE E CORRELAÇÃO DE PEARSON PARA DETECÇÃO DE REFLETORES EM IMAGENS ULTRASSÔNICAS**. 2017. 100 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2017.

Neste trabalho é proposto a detecção de refletores em imagens ultrassônicas a partir da utilização de sinais com modulação de fase e a correlação de Pearson. São realizados estudos conceituais com relação a ultrassom, *arrays* de transdutores e formação de imagem. Algumas técnicas encontradas na literatura são implementadas a partir de simulações no MATLAB®. Posteriormente é proposto um método para aumentar a confiabilidade na detecção de refletores utilizando a modulação de fase e a correlação dos sinais adaptados aos métodos já existentes. São considerados diferentes valores de relação sinal-ruído e os resultados são comparados aos métodos empíricos e outros encontrados na revisão bibliográfica.

**Palavras-chave:** Ultrassom. *Arrays*. Modulação por Fase. Fase Instantânea. Correlação de Pearson. Relação sinal-ruído.

## ABSTRACT

GARCIA, Vitor L. **PHASE MODULATION AND PEARSON CORRELATION FOR DETECTION OF REFLECTORS IN ULTRASONIC IMAGES**. 2017. 100 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2017.

In this work it is proposed the detection of reflectors in ultrasonic images from the use of signals with phase modulation and the Pearson correlation. Conceptual studies are performed with respect to ultrasound, transducer arrays and imaging. Some techniques found in the literature are implemented from simulations in MATLAB®. Later, a method is proposed to increase the reliability in the detection of reflectors using the phase modulation and the correlation of the signals adapted to the already existing methods. Different values of signal-to-noise ratio are considered and the results are compared to empirical methods and others found in the literature review.

**Keywords:** Ultrasound. Arrays. Phase Modulation. Instantaneous Phase. Pearson Correlation. Signal-to-noise ratio.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – a) C-scan de um ensaio não-destrutivo e b) Ultrassonografia de fígado e veias humanas com sintomas hepáticos.....	14
FIGURA 2 – Transmissão e recepção de um <i>array</i> linear com N elementos.....	21
FIGURA 3 – <i>Arrays</i> bidirecionais a) Matriz quadrada ou <i>full</i> 2D, b) Matriz retangular ou 1,5D, c) Matriz esparsa, d) Em cruz, e) Anulares.....	22
FIGURA 4 – a) Frente de onda plana, b) Frente de onda defletida e c) Frente de onda focalizada.....	23
FIGURA 5 – Pulso ultrassônico de referência.....	27
FIGURA 6 – Imagem ultrassônica do meio físico a partir do método TFM e discretização com intervalos de raio $dr = 1\text{mm}$ e ângulo $d\theta = 1^\circ$ .....	28
FIGURA 7 – Sinal de corte.....	30
FIGURA 8 – a) Imagem ultrassônica construída a partir de intervalo de discretização de $dr = 0,1\text{mm}$ e $d\theta = 1^\circ$ , b) Detalhe do refletor.....	30
FIGURA 9 – Sinal de corte para intervalo de discretização com $dr = 0,1\text{mm}$ e $d\theta = 1^\circ$ .....	31
FIGURA 10 – a) Imagem ultrassônica construída a partir de intervalo de discretização de $dr = 0,1\text{mm}$ e $d\theta = 0,1^\circ$ , b) Detalhe do refletor e c) Comparação entre os sinais de corte.....	32
FIGURA 11 – a) Imagem ultrassônica construída a partir de intervalo de discretização de $dr = 0,01\text{mm}$ e $d\theta = 0,1^\circ$ , b) Detalhe do refletor e c) Sinal de corte para $\theta = 90^\circ$ .....	33
FIGURA 12 – Imagem ultrassônica de amplitude com escala de amplitude em decibéis (dB).....	34
FIGURA 13 – Fase instantânea do sinal de referência.....	36
FIGURA 14 – Imagem ultrassônica construída a partir da fase instantânea dos sinais, b) Detalhe do refletor e C) Sinal de corte em $90^\circ$ .....	37
FIGURA 15 – Imagem de fase instantânea após aplicação do limiar.....	41
FIGURA 16 – Sistema de comunicação genérico.....	43
FIGURA 17 – Modulação FM.....	49
FIGURA 18 – Modulação PM.....	50
FIGURA 19 – Demodulação PM pela transformada de Hilbert.....	53
FIGURA 20 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica ( $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB).....	56

FIGURA 21 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica ( $\theta = 60^\circ$ e SNR = 20dB).....	57
FIGURA 22 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica de fase ( $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB).....	58
FIGURA 23 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica de fase ( $\theta = 60^\circ$ e SNR = 20dB).....	58
FIGURA 24 – a) Sinal portadora dos casos <i>II</i> , <i>III</i> , <i>IV</i> , <i>VI</i> e <i>VII</i> ; b) Sinal portadora do caso <i>V</i> .....	60
FIGURA 25 – a) Sinal modulante das portadoras <i>II</i> , <i>III</i> e <i>IV</i> ; b) Sinal modulante da portadora <i>V</i> ; c) Sinal modulante da portadora <i>VI</i> ; d) Sinal modulante da portadora <i>VII</i> .....	61
FIGURA 26 – Sinais dos casos a) <i>III</i> , b) <i>VI</i> e c) <i>VII</i> demodulados.....	62
FIGURA 27 – a) Sinal de referência <i>I</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>I</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	65
FIGURA 28 – Sinal de referência <i>II</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>II</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	68
FIGURA 29 – Sinal de referência <i>III</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>III</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	71
FIGURA 30 – Sinal de referência <i>IV</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>IV</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	74
FIGURA 31 – Sinal de referência <i>V</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>V</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	77
FIGURA 32 – Sinal de referência <i>VI</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>VI</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	80
FIGURA 33 – Sinal de referência <i>VII</i> ; b) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência <i>VII</i> ; d) Respectivo sinal de corte em $\theta = 90^\circ$ e SNR = 20dB.....	83
FIGURA 34 – Gráfico do coeficiente de correlação dos sinais de amplitude em $\theta = 90^\circ$ e SNR = -30dB para os casos a) <i>I</i> , b) <i>II</i> , c) <i>III</i> , d) <i>IV</i> , e) <i>V</i> , f) <i>VI</i> e g) <i>VII</i> ..	86
FIGURA 35: Gráfico do coeficiente de correlação dos sinais de fase instantânea em $\theta = 90^\circ$ e SNR = -30dB para os casos a) <i>I</i> , b) <i>II</i> , c) <i>III</i> , d) <i>IV</i> , e) <i>V</i> , f) <i>VI</i> e g) <i>VII</i> .....	88
FIGURA 36 – Limiar estatístico das imagens ultrassônicas sob SNR de -30dB para os casos a) <i>I</i> , b) <i>II</i> , c) <i>III</i> , d) <i>IV</i> , e) <i>V</i> , f) <i>VI</i> e g) <i>VII</i> .....	90



## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Características do array de transdutores para o método TFM.....	27
TABELA 2 – Dados da portadora e do sinal modulante.....	49
TABELA 3 – Informações da portadora e sinal modulante.....	59
TABELA 4 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais I).....	65
TABELA 5 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais II).....	69
TABELA 6 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais III).....	72
TABELA 7 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais IV).....	75
TABELA 8 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais V).....	78
TABELA 9 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais VI).....	81
TABELA 10 – Correlação dos sinais convencionais e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais VII).....	84

## LISTA DE SIGLAS

END	Ensaio Não-Destrutivo
SNR	Relação Sinal-Ruído ( <i>Signal-to-Noise Ratio</i> )
SA	Abertura Sintética ( <i>Synthetic Aperture</i> )
DAS	<i>Delay-And-Sum</i>
TFM	<i>Total Focusing Method</i>
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
SAFT	<i>Synthetic Aperture Focusing Technique</i>
FMC	<i>Full Matrix Capture</i>
AM	Modulação por Amplitude ( <i>Amplitude Modulation</i> )
FM	Modulação por Frequência ( <i>Frequency Modulation</i> )
PM	Modulação por Fase ( <i>Phase Modulation</i> )
PA	<i>Phased Array</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$N$	Número de elementos do <i>array</i>
$D$	Tamanho da abertura do <i>array</i>
$d$	<i>Pitch</i>
$t$	Tempo (s)
$i$	Elemento emissor
$j$	Elemento receptor
$d_i$	Distância do emissor em relação ao refletor
$d_j$	Distância do refletor em relação ao refletor
$S_{ij}$	Matriz de aquisição (FMC)
$c$	Velocidade de propagação das ultrassônicas em meio específico (m/s)
$I$	Intensidade dos sinais ultrassônicos
$T_i$	Tempo de propagação de sinal ultrassônico do emissor ao refletor (s)
$T_j$	Tempo de reflexão do sinal ultrassônico do refletor ao receptor (s)
$r$	Raio da imagem ultrassônica (mm)
$\theta$	Ângulo da imagem ultrassônica (°)
$dr$	Intervalo de discretização mínima de uma imagem ultrassônica (mm)
$d\theta$	Intervalo de discretização mínima de uma imagem ultrassônica (°)
$\Delta y$	Resolução axial (mm)
$N_c$	Número de ciclos de um pulso de sinal ultrassônico
$f_0$	Frequência de operação do <i>array</i> (Hz)
$\lambda$	Comprimento de onda (mm)
$\hat{S}_{ij}$	Transformada de Hilbert de $S_{ij}$
$Z_{ij}$	Sinal analítico de $S_{ij}$
$\varphi_{ij}$	Fase instantânea dos sinais $S_{ij}$
$I_\varphi$	Intensidade da fase instantânea dos sinais ultrassônicos
$m_x$	Média da fase instantânea dos sinais ultrassônicos
$\sigma_0$	Desvio padrão da fase instantânea dos sinais ultrassônicos
$P_F$	Probabilidade de falso positivo
$M_s$	Número de elementos elevado ao quadrado ( $N^2$ )
$\varepsilon$	Limiar estatístico
$x_c$	Valor instantâneo da portadora
$A_c$	Amplitude máxima da portadora
$\omega_c$	Velocidade angular (rad/s)

$\theta_c$	Ângulo do sinal (rad)
$f_{\Delta t}$	Frequência média da portadora (Hz)
$f_i$	Frequência instantânea da portadora (Hz)
$k_f$	Constante de sensibilidade da frequência
$m(t)$	Sinal modulante
$A_m$	Amplitude máxima do sinal modulante
$f_m$	Frequência máxima do sinal modulante
$\delta_f$	Desvio de frequência
$\beta$	Índice de modulação
$x_{FM}$	Sinal modulado por frequência
$k_p$	Constante de sensibilidade da fase
$x_{PM}$	Sinal modulado por fase
$\delta_p$	Desvio de fase
$r_p$	Correlação de Pearson
$N_{sr}$	Número de pontos para a formação do sinal de referência em algoritmo
$N_{sc}$	Número de pontos para a formação do sinal de corte em algoritmo

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>13</b>
1.1 REVISÃO LITERÁRIA .....	15
1.2 PROBLEMAS E PROPOSTA DE SOLUÇÃO .....	18
1.3 OBJETIVOS .....	18
1.3.1 Objetivo Geral .....	18
1.3.2 Objetivos Específicos .....	19
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	19
<b>2 FORMAÇÃO DE IMAGENS ULTRASSÔNICAS</b> .....	<b>20</b>
2.1 ABERTURA SINTÉTICA .....	24
2.2 ALGORITMO PARA GERAÇÃO DE IMAGENS DE ABERTURA SINTÉTICA .....	26
<b>3 MÉTODO DE FASE INSTANTÂNEA</b> .....	<b>35</b>
3.1 LIMAR ESTATÍSTICO PARA A IMAGEM DE FASE INSTANTÂNEA .....	38
3.2 APLICAÇÃO DO LIMAR ESTATÍSTICO .....	40
<b>4 MODULAÇÃO DE FASE E CORRELAÇÃO DE SINAIS</b> .....	<b>42</b>
4.1 SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES .....	42
4.2 MODULAÇÃO .....	44
4.2.1 Conceitos da Modulação Angular .....	45
4.2.2 Demodulação de Fase Através da Transformada de Hilbert .....	52
4.3 CORRELAÇÃO DE SINAIS .....	54
4.3.1 Aplicação da correlação de sinais .....	54
<b>5 SIMULAÇÃO E RESULTADOS</b> .....	<b>59</b>
5.1 CORRELAÇÃO DOS SINAIS MODULADOS .....	61
5.1.1 Objetivos e vantagens da correlação de sinais modulados .....	61
5.2 RESULTADOS .....	63
5.2.1 Sinal de Referência I .....	64
5.2.2 Sinal de Referência II .....	68
5.2.3 Sinal de Referência III .....	71
5.2.4 Sinal de Referência IV .....	74
5.2.5 Sinal de Referência V .....	77
5.2.6 Sinal de Referência VI .....	80
5.2.7 Sinal de Referência VII .....	83
5.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	86
<b>6 CONCLUSÃO</b> .....	<b>93</b>
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>95</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Ondas ultrassônicas são classificadas como propagações de distúrbios mecânicos com frequência acima de 20 kHz, ou seja, são variações de pressão que se estendem em um meio físico e respeitam os fundamentos da física clássica quanto à propagação de ondas mecânicas, podendo ser classificadas como ondas transversais, longitudinais e/ou de superfície (HALLIDAY et al, 2011; ROSE, 2014; TIPLER; MOSCA, 2008; YOUNG; FREEDMAN, 2012).

Os estudos e aplicações dos conceitos relacionados a ultrassom apresentam fortes influências no cotidiano do ser humano devido ao fato das propriedades físicas intrínsecas a sons de alta frequência contribuírem para a criação de aparelhos e técnicas voltadas às áreas da saúde, estética e até mesmo em estudos e análises da integridade de certos materiais no campo industrial.

É possível classificá-las de acordo com a potência no qual são emitidas. Em alta potência, ondas ultrassônicas possuem como característica a alteração do meio físico onde estão se propagando (FRY et al., 1960). Na medicina, por exemplo, ondas de alta intensidade são usadas para a quebra de células gordurosas e até em certos tipos de terapias. Na indústria é possível a realização de soldagem e limpeza por cavitação de materiais (NIEMCZEWSKI, 1980).

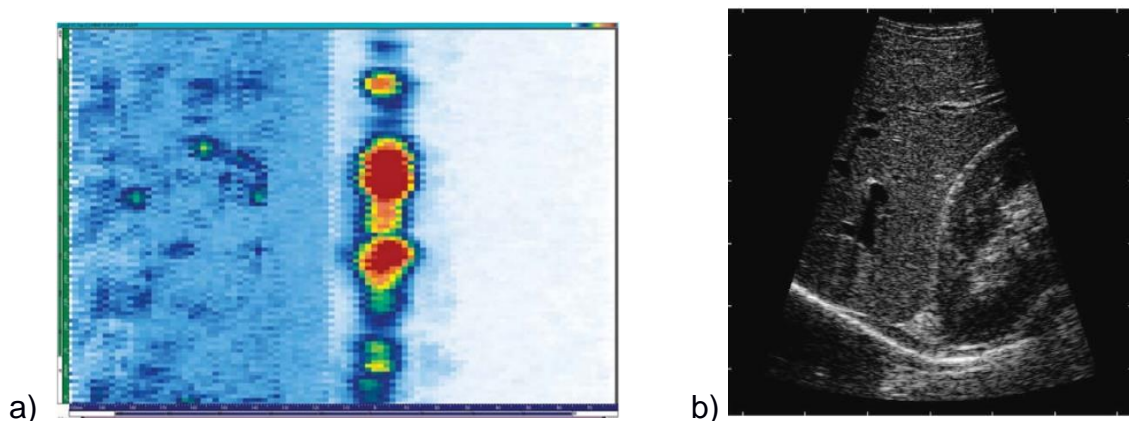
Já as ondas ultrassônicas de baixa potência são empregadas em técnicas onde o objetivo é a coleta de informações do meio de propagação, a partir das ondas refletidas. Tal característica é fundamental em Ensaios Não-Destrutivos (ENDs), onde materiais, na maioria metálicos, são submetidos a análises de diversas características físicas (ANDREUCCI, 2014). Na medicina as ondas ultrassônicas de baixa potência são empregadas em determinados tipos de exames, como por exemplo a formação de imagens de fetos ou detecção de tumores (JENSEN et al., 2006).

A geração do ultrassom é realizada através do uso de transdutores ultrassônicos, dispositivos que possuem a característica de converter energia elétrica em energia mecânica, e vice-versa, através de um fenômeno físico denominado de piezoelectricidade (ANDREUCCI, 2014). O método convencional de geração de ondas ultrassônicas para obtenção de informações do meio físico se baseia na utilização de dois transdutores, no qual um transmite e outro recebe, ou na utilização de apenas um transdutor que opera no modo pulso-eco, ou seja, a recepção das ondas refletidas

é feita pelo próprio transdutor que as emitiu (IAEA, 1988).

Embora o método convencional de transmissão e recepção ultrassônico seja de fácil entendimento e aplicação, o mesmo possui como desvantagem a necessidade de varreduras mecânicas por todo o meio físico para que todos os pontos possam ser analisados. Para a solução desse problema é proposto o uso de *arrays* (SHUNG; ZIPPARO, 1996). Trata-se de um conjunto de transdutores espaçados e distribuídos de alguma forma geométrica no qual é possível, a partir de realização de varreduras eletrônicas, controlar o feixe de ondas sem a necessidade de qualquer tipo de reposicionamento físico dos elementos constituintes do *array* (DRINKWATER; WILCOX, 2006). Mesmo a complexidade da varredura eletrônica sendo maior em relação ao método convencional, o uso de tal técnica possui a vantagem de ser mais rápida.

Com o avanço da tecnologia de sistemas eletrônicos, sobretudo dos *arrays*, e dos estudos sobre processamento digital de sinais, a possibilidade de formação de imagens ultrassônicas tornou-se realidade e, portanto, é possível classificar imperfeições e defeitos, no caso de ensaios por ultrassom; ou diagnosticar certas patologias em determinados órgãos do corpo humano, além da possibilidade de distinguir o sexo e a saúde de um bebê ainda em estágio embrionário, ambos em casos médicos. Um exemplo de imagem em cada uma das áreas está ilustrado na Figura 1.



**Figura 1 – a) C-scan de um ensaio não-destrutivo e b) Ultrassonografia de fígado e veias humanas com sintomas hepáticos.**

**Fonte: a) Olympus, 2014, p. 177 e b) Jensen et al., 2006, p. 13)**

Comparada a outras técnicas não invasivas de formação de imagens, como radiografia e ressonância magnética, o ultrassom é considerado uma técnica cujo nível de segurança, simplicidade e investimento é melhor, porém as imagens criadas

a partir das ondas ultrassônicas são de baixa resolução, ou seja, de menor qualidade (LEE, 2010). Imagens formadas por sinais de ultrassom, conforme visto na Figura 1, reforçam a ideia de que ainda se tem abertura de um campo de pesquisas em novas técnicas e métodos que promovam imagens de boa qualidade.

Algumas configurações físicas dos *arrays* como o tamanho da abertura, a quantidade e a distância entre os elementos são importantes na qualidade da imagem. Outros fatores como a técnica utilizada para excitação dos elementos e controle do feixe acústico, o pós-processamento dos sinais refletidos e o desempenho do *hardware* utilizado no processo também influenciam diretamente na relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) e contraste das imagens (JOHNSON et al, 2005).

Pode-se afirmar, portanto, que a obtenção de imagens de boa qualidade e técnicas capazes de distinguir possíveis refletores são essenciais para que equívocos em relação a diagnóstico médico e inviabilização de materiais em ensaios não-destrutivos possam ser evitados. Outro ponto importante, além da obtenção de uma imagem de boa qualidade, é a correta interpretação do conteúdo da mesma. Nesse trabalho é apresentada uma proposta de método para detecção de defeitos, a partir da técnica de fase instantânea (PRADO, 2014), modulação de fase, correlação de sinais e técnicas de processamento digital de sinais, auxiliando a interpretação da imagem pelo usuário.

## 1.1 REVISÃO LITERÁRIA

Estudos relevantes acerca de ondas ultrassônicas para a formação de imagens se tornaram mais frequentes em períodos de guerra, devido a fatores industriais e militares, afim de que equipamentos de rastreamento, como o sonar, pudessem auxiliar os combatentes franceses na primeira guerra mundial (JINBO, 2007). Já na década de cinquenta o primeiro equipamento de formação de imagens ultrassônicas foi desenvolvido para fins médicos. A imagem gerada não continha cores e nem gradação, sendo, desse modo, de difícil análise de possíveis doenças em um paciente (LEE, 2010). Desde então o objetivo foi a modernização de equipamentos e desenvolvimento de novas técnicas para a formação de imagens de melhor qualidade.



Após a introdução dos *arrays* de transdutores nos estudos de formação de imagens ultrassônicas, técnicas de varredura eletrônica começaram a ser desenvolvidas, sendo o *Phased Array* (PA) uma das pioneiras (OLYMPUS, 2007). Trata-se de uma técnica na qual todos os elementos, delimitados em subgrupos, são excitados simultaneamente, sendo possível o controle do feixe incidente, ou seja, com a emissão de pulsos ultrassônicos de determinados elementos do *array* em diferentes instantes de tempo pode-se obter um feixe focalizado e/ou defletido. Tal controle é vantajoso, uma vez que são necessárias varreduras do meio físico em diversos ângulos e formas para a formação de imagens de qualidade (MACOVSKI, 1979; MCNAB; CAMPBELL, 1987).

Pesquisas e aplicações do PA, inicialmente, foram direcionadas à área médica devida a alta SNR e ao fato de tal técnica possibilitar a formação de imagens em tempo real. Von Ramm et al (1991a) utilizou um *array* de transdutores 2-D, juntamente com a técnica PA para formação de imagens em 3-D de um sistema para diagnóstico médico. O mesmo concluiu que para a geração de imagens de melhor qualidade são necessários canais que liguem cada elemento de forma independente, além do aumento da frequência de operação do transdutor (SMITH et al., 1991b). A necessidade de um *hardware* mais robusto para transmissão e aquisição de sinais para pós-processamento inviabiliza o uso de PA em alguns casos.

Conforme mencionado, as características físicas do *array* também influenciam de forma direta na qualidade da imagem. Wooh e Shi (1998) propuseram a determinação de parâmetros otimizados para o *array* afim de que o melhor feixe incidente fosse produzido. Dessa forma conseguiu-se obter o aumento da resolução lateral, a minimização da largura do lóbulo principal e a diminuição dos lóbulos laterais, os quais estão relacionados diretamente com o número de elementos, além da eliminação do lóbulo de espaçamento, que se relaciona diretamente com a distância entre cada elemento.

Em certos tipos de aplicações onde não é necessária a geração de imagens em tempo real, como em alguns casos de END, é utilizada a técnica de Abertura Sintética (SA – *synthetic aperture*). Nesse tipo de técnica, diferentemente de PAs onde os elementos são excitados simultaneamente, apenas um elemento emite o pulso ultrassônico por vez. Com o uso dessa técnica, a complexidade de *hardware* diminui (SHATTUCK et al., 1983). Porém é necessária a realização de pós-processamento para a formação da imagem (YLITALO, 1996; JENSEN et al., 2006). Nesse caso a

relação sinal-ruído é menor em comparação ao PA.

Nakahata et al. (2016), por exemplo, obtiveram imagens de materiais de alumínio, em formatos cúbicos, cilíndricos e com furos pré-definidos a partir de *arrays* lineares flexíveis. No caso, um elemento do *array* transmite o sinal ultrassônico e os demais elementos recebem. O algoritmo *Delay-And-Sum* (DAS) foi proposto através do método *Total Focusing Method* (TFM) (Holmes, 2005). Por fim, para a melhor resolução lateral das imagens, foi feita a operação de apodização, ou seja, a modificação do peso de cada elemento do *array*.

Além das técnicas de varredura e o pós-processamento, os critérios para detecção dos refletores são de grande importância para definir a qualidade da imagem (HIGUTI et al., 2010). Embora os trabalhos citados tenham obtido êxito na formação de imagens, a definição dos refletores foi feita a partir de valores de limiar considerados subjetivos e que possuem a tendência de variar de acordo com o arranjo experimental. Em caso de valores de limiar muito pequenos as chances de falsos positivos, como artefatos/ruídos, serem detectados são altas. Já para altos valores de limiar, refletores de baixa magnitude podem não ser detectados.

É necessário, portanto, propor técnicas nas quais os valores de limiar sejam definidos de forma objetiva afim de que os refletores possam ser classificados de maneira correta. Essa foi a proposta de Prado (2014) ao apresentar o método da imagem de fase instantânea que, similarmente aos métodos utilizados por Camacho, Parrilla, Fritsch (2009) e Martínez-Graullera et al. (2011), explorou-se a informação da fase dos sinais de eco provenientes de um sinal de referência utilizado para excitação dos transdutores e a resposta em frequência dos mesmos.

Dessa forma, a partir de uma análise estatística da imagem proposta e do ruído, define-se um limiar que depende apenas de parâmetros do sistema, o qual pode ser utilizado como um indicador de defeitos, como parâmetro de seleção em técnicas de composição de imagens ou para a criação de um fator de coerência.

Portanto, propõe-se, neste trabalho, a utilização de uma informação na fase do sinal de excitação (modulação de fase) para a correlação de sinais em conjunto com a técnica de imagem de fase instantânea para detecção de refletores. Espera-se relacionar a informação utilizada para modular o sinal transmitido com a imagem dos refletores, de maneira a aumentar a confiabilidade na detecção.

## 1.2 PROBLEMAS E PROPOSTA DE SOLUÇÃO

Prado et al. (2014) apresentaram um novo método para detecção de refletores em imagens ultrassônicas baseado na fase instantânea dos dados da abertura sintética. Segundo os autores, uma imagem de fase instantânea é obtida a partir da substituição das informações da amplitude dos sinais pela fase na formação da imagem pelo método DAS. É obtido, posteriormente, um nível de limiar a partir do número de sinais usados no processo de formação de imagem.

O limiar encontrado a partir da fase instantânea traz indicações estatísticas de cada pixel de uma imagem, o qual indica a possível existência de um refletor ou um artefato.

Apesar da escolha de forma mais objetiva do limiar resultar em melhorias nas imagens, observa-se que a detecção dos defeitos diminui com a redução da SNR. Com o aumento do ruído, pode-se também não só aumentar os falsos negativos, isto é, não detecção de um defeito, como os falsos positivos, ou seja, detectar algo que não existe.

Considerando-se um refletor pontual em frente a um *array* de 32 elementos, espaçamento entre os elementos (*pitch*) de meio comprimento de onda e sinais de 5 MHz, Prado et al. (2014) conseguiram detectar os refletores para sinais com SNR maiores ou iguais a -29dB. Porém, o valor encontrado foi maior para sinais experimentais.

## 1.3 OBJETIVOS

### 1.3.1 Objetivo Geral

Melhorar a detecção de refletor em imagens ultrassônicas com relação à SNR a partir da modulação de fase, correlação de sinais e do método de fase instantânea.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

- Compreender o método de formação de imagem;
- Estudar o método de fase instantânea;
- Utilizar a modulação de fase aplicado à técnica de correlação de sinais para melhorar o método de fase instantânea e limiar objetivo;
- Implementar os itens anteriores em *Matlab*<sup>®</sup> em sinais simulados;
- Simular diferentes condições de SNR e comparar detecção de defeitos do método proposto com o método sem a modulação de fase.

## 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No capítulo 2 são apresentados alguns tipos de *arrays* e diferentes modos de varredura para obtenção de imagens por ultrassom. O método de formação de imagem TFM (*Total Focusing Method*) é explicado com mais detalhes, incluindo sua análise em imagens com diferentes resoluções.

O capítulo 3 é destinado aos conceitos teóricos e práticos do método de fase instantânea como as equações que o compõe e sua aplicação em imagens ultrassônicas. A apresentação do limiar estatístico também é feita nesse capítulo.

Os conceitos teóricos e deduções matemáticas da modulação angular, especialmente por fase, estão presentes no capítulo 4. Ainda é apresentado o método estatístico denominado de correlação de Pearson para comparação de sinais.

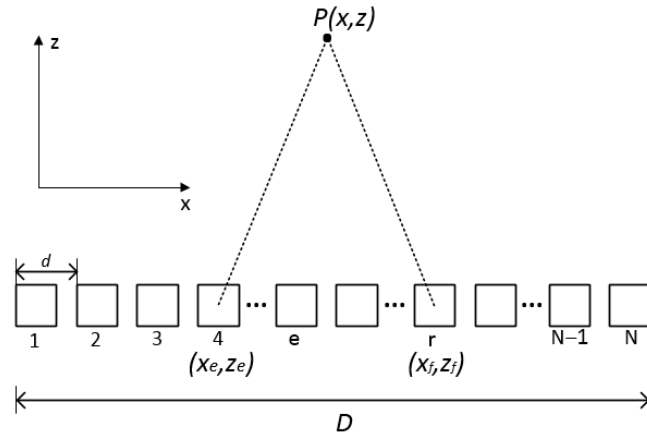
No capítulo 5 são registradas as simulações feitas com os sinais de referências modulados em fase previamente determinados. A partir desses sinais de referência foram obtidas imagens ultrassônicas de amplitude e de fase sob diversas condições de SNR a fim de que fosse analisado, através da correlação de Pearson, a SNR mínima onde ainda é possível obter a identificação de refletorres. As conclusões e sugestões de trabalhos futuros estão descritas no capítulo 6.

## 2 FORMAÇÃO DE IMAGENS ULTRASSÔNICAS

Um sistema de criação de imagens ultrassônicas é constituído pelos transdutores, cujo conjunto é denominado de *arrays*, operando tanto na transmissão como na recepção dos sinais de ultrassom; o *hardware* que tem a finalidade de excitar individualmente os elementos do *array* com pulsos elétricos para a transmissão; o *hardware* para aquisição dos sinais de eco (ondas ultrassônicas convertidas em sinal elétrico pelo *array*) e, também, o sistema de processamento de imagens no qual transforma os sinais adquiridos em uma imagem propícia para o discernimento humano (RAMOS, 2010; ASSEF et al., 2008).

A criação de diferentes tipos de *arrays* foi proposta para que meios físicos de várias geometrias pudessem ser analisados de maneira mais eficiente (LEE, 2010), além da criação de imagens ultrassônicas com duas ou três dimensões (GOES, 2007). Dessa forma os *arrays* são classificados do seguinte modo:

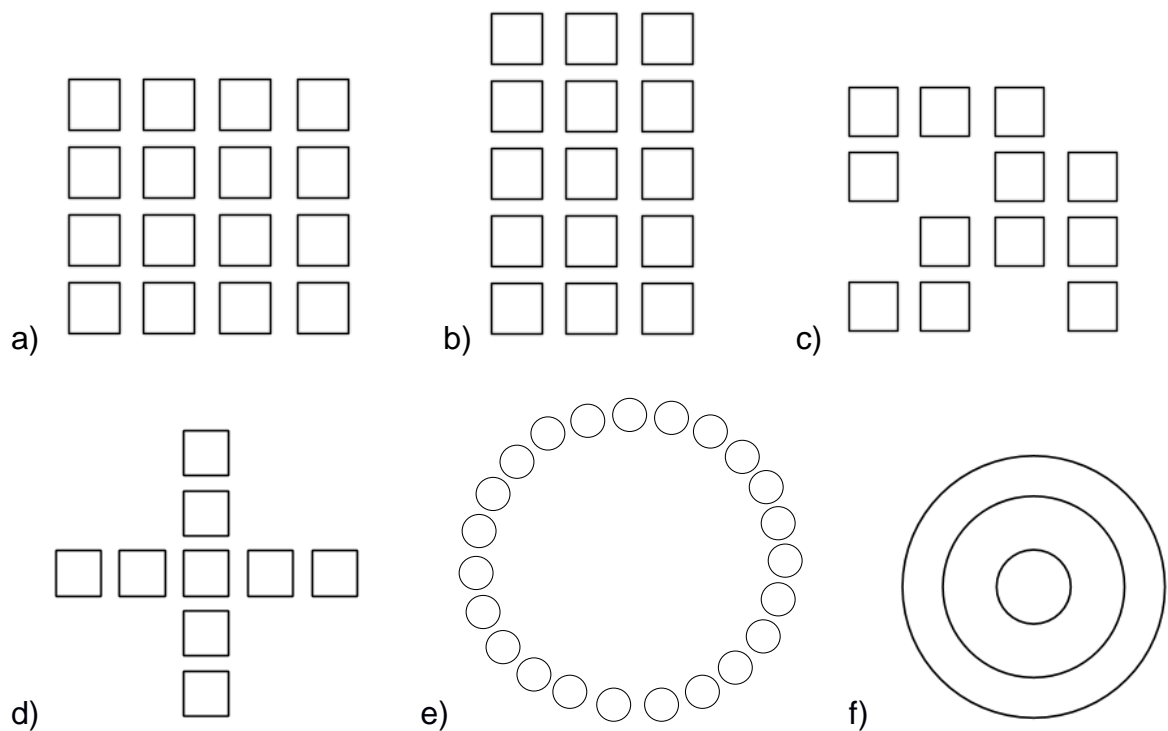
**Lineares ou 1D:** É designado também como unidimensional por conter elementos espaçados geometricamente ao longo de apenas uma direção (VON RAMM et al., 1983). É a configuração de *array* mais conhecida e usada devido ao controle individual dos elementos e à maior facilidade do pós-processamento dos sinais em relação às demais configurações. Devido a esse fato, vários métodos de formação de feixes acústicos (LEE; CHOI, 2000; WOOH; SHI, 1998; WOOH, SHI 1999) e técnicas de pós-processamento foram propostos para *arrays* lineares (HOLMES et al., 2008). As características fundamentais de um *array* linear são: o número  $N$  de elementos que o constitui, o tamanho de sua abertura  $D$  – considerando a distância do primeiro elemento até o último – e o *pitch*  $d$ , que é o espaçamento entre cada elemento, como ilustrado na Figura 2. Outras características são as dimensões de cada elemento como o comprimento, largura e espessura (DRINKWATER; WILCOX, 2006; HUANG; SCHEMERR Jr., 2008).



**Figura 2 – Transmissão e recepção de um *array* linear com N elementos**  
**Fonte: Adaptado de Prado, 2014. p. 66**

**Bidimensionais:** Nessa configuração os elementos que constituem o *array* são dispostos geometricamente ao longo de dois eixos cartesianos, formando uma matriz com  $n \times m$  elementos. O *array* é considerado uma matriz quadrada ou *full 2D* quando os números  $n$  e  $m$  de elementos forem iguais. Caso contrário a configuração é denominada de matriz retangular ou *1,5D*. Em alguns casos de *arrays* matriciais os elementos são distribuídos aleatoriamente sobre ambos os eixos, formando uma matriz 2D esparsa. Além de *arrays* matriciais, outras configurações bidirecionais são propostas na literatura como, por exemplo, *arrays* anulares, circulares ou em forma de cruz (DRINKWATER; WILCOX, 2006; NAKAHATA, KONO; 2012). Algumas dessas configurações podem ser observadas na Figura 3.

Após ser transmitido pelo transdutor, o sinal ultrassônico se propaga com uma velocidade  $c$ , a qual é constante para materiais isotrópicos propagando ondas volumétricas, como no caso desse trabalho, e depende do meio físico no qual foi empregado. É necessário o conhecimento de tal velocidade para o cálculo do tempo de recepção do sinal refletido após a emissão do mesmo através da equação (1).



**Figura 3 – Arrays bidirecionais a) Matriz quadrada ou full 2D, b) Matriz retangular ou 1,5D, c) Matriz esparsa, d) Em cruz, e) Circular, f) Anular.**

Fonte: Autoria Própria

$$t = \frac{d_i + d_j}{c}, \quad (1)$$

sendo  $d_i$  a distância do emissor em relação ao refletor e  $d_j$  a distância do receptor em relação ao refletor (ANDREUCCI, 2014).

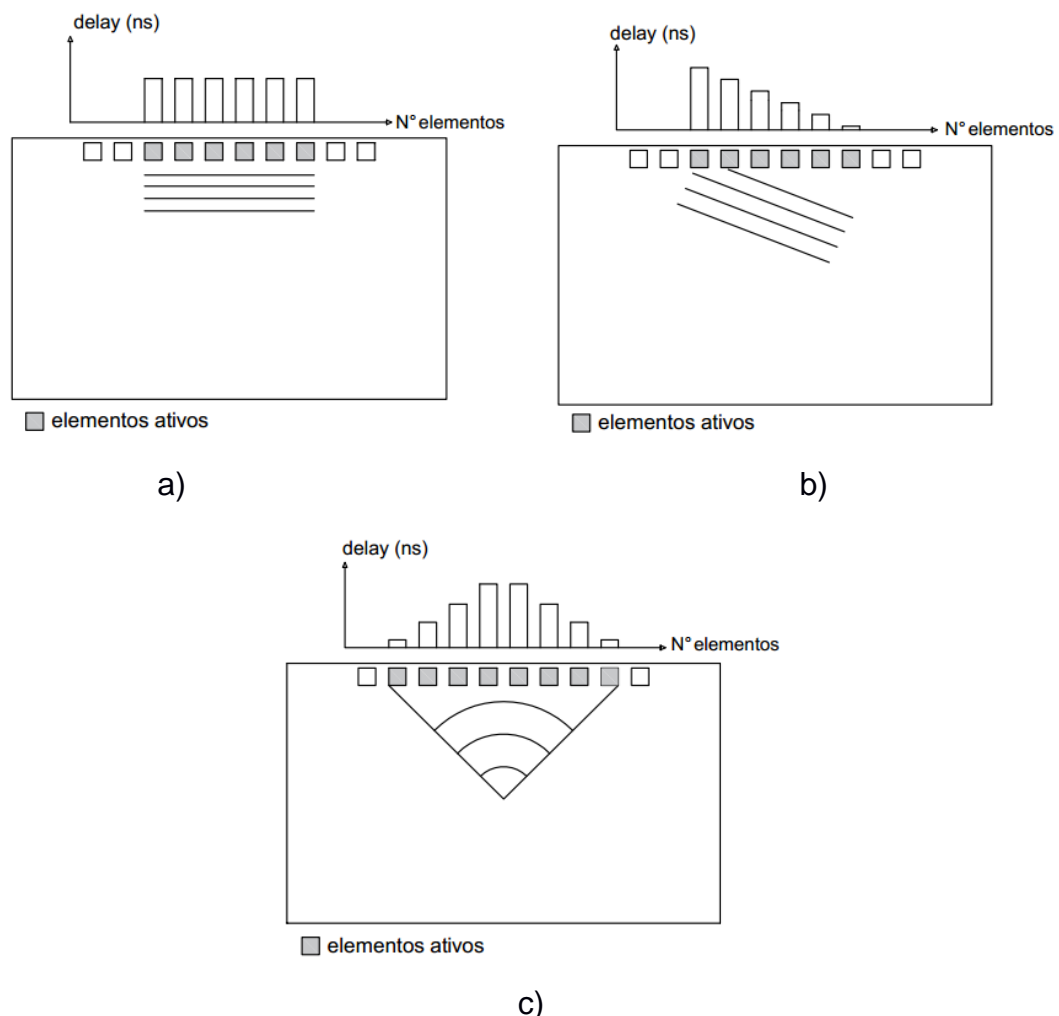
Em técnicas convencionais, com o uso de apenas um transdutor, é possível a obtenção da distância e profundidade de um determinado refletor em relação ao transdutor através da amplitude do sinal refletido e do cálculo de tempo de trajetória do pulso. Quanto maior for a amplitude do sinal de eco, maior a probabilidade de detecção de um refletor. A representação gráfica da amplitude do sinal de eco em função do tempo é denominada de *A-scan* (JINBO, 2007).

Algumas características dos refletores como sua dimensão e a localização correta no meio físico não são possíveis de serem obtidas através de transdutores simples emitindo os pulsos de ultrassom de forma estática, ou seja, é necessário que o transdutor faça uma varredura mecânica em todo o material para que, desse modo, os sinais adquiridos nas diversas posições do meio físico contribuam para a formação de imagens mais elaboradas como de *B-scan* e *C-scan* (JINBO, 2007).

Embora seja possível obter imagens contendo mais informações do meio

físico com o uso de transdutores simples, a varredura mecânica empregada em tal técnica torna todo processo de formação de imagem bastante lenta. O uso de *array* possibilita um processo mais rápido através das técnicas de controle da abertura e do feixe ultrassônico no qual os elementos são excitados simultaneamente, ou em grupo, e com atrasos de tempo para que o feixe resultante se propague no meio físico em determinadas direções e em diferentes ângulos. Desse modo a varredura em todo o material é controlada eletronicamente (SCHEMERR Jr., 2015; OLYMPUS, 2014).

Com o controle individual dos elementos é possível a obtenção de alguns padrões de feixes ultrassônicos. Por exemplo, ao excitar todos os elementos ou um grupo de transdutores adjacentes no mesmo instante de tempo, o feixe resultante é denominado de plano, como pode ser observado na Figura 4. Com o atraso pré-programado dos elementos é possível a obtenção de feixes focalizados. A direção do feixe varia de acordo com a sequência de elementos atrasados (HOLMES et al., 2005; SCHEMERR Jr., 2015).



**Figura 4 – a) Frente de onda plana, b) Frente de onda defletida e c) Frente de onda focalizada**  
**Fonte: Autoria Própria**



## 2.1 ABERTURA SINTÉTICA

Conforme já mencionado, o PA possui vantagens expressivas para a formação de imagens devido à rapidez do processo que possibilita a geração de imagens em tempo real (WOOH, SHI 1999). Porém a necessidade de um *hardware* robusto para a excitação dos elementos e recepção dos sinais refletidos inviabiliza a técnica devido à necessidade de um canal de transmissão/recepção para cada elemento que constitui o *array* (KARAMAN et al., 1995).

A técnica de Abertura Sintética é proposta para a redução da complexidade eletrônica gerada pelo PA. Em SA os elementos são excitados tanto em subgrupos como de forma individual. A recepção dos sinais de eco também é realizada de maneira similar à transmissão (LOCKWOOD et al., 1998). Tal técnica possui aplicações em equipamentos de rastreamento como os radares em aeronaves, denominada de SAR (*Synthetic Aperture Radar*), e sonares em submarinos (ANDREUCCI, 2014).

O princípio de funcionamento desses equipamentos é baseado no método SAFT (*Synthetic Aperture Focusing Technique*) onde os elementos constituintes do *array* operam no modo pulso-eco, ou seja, de forma individual e em uma sequência pré-definida, os elementos são excitados e a aquisição do sinal de eco é feita pelo mesmo elemento. O procedimento é executado de forma que todos os  $N$  elementos do *array* transmitam e recebam os pulsos de ultrassom, gerando, conseqüentemente,  $N$  sinais para a formação da imagem ultrassônica. Uma vez que a emissão e aquisição dos sinais é feita por um único elemento em sequência, o número de canais acoplados ao *array* pode ser reduzido a apenas um (STEPINSKI; LINGVALL, 2010; GUIMARAES; ELBERN, 1999).

Utilizando-se não apenas os sinais de pulso-eco, mas todas as possíveis combinações de elementos transmitindo e recebendo, tem-se a técnica de pós-processamento TFM (*Total Focusing Method*). Tal técnica é comumente usada devido ao seu bom desempenho na formação de imagens e, também, na redução da complexidade de *hardware* com a diminuição do número de canais para transmissão/recepção.

Para a implementação do pós-processamento para formação de imagens pelo método TFM é necessário, primeiramente, a aquisição dos sinais ultrassônicos a partir

dos  $N$  elementos constituintes do *array*. Nesse caso cada elemento transmite o pulso de ultrassom de forma individual em cada etapa e a recepção dos sinais refletidos é feita por todos os elementos, inclusive o elemento transmissor, o que pode ser feito também um a cada vez. Os sinais adquiridos são armazenados para a formação de uma matriz quadrada de aquisição FMC (*Full Matrix Capture*), resultando na coleta de  $N^2$  sinais (HOLMES et al., 2008; ZHANG et al., 2009; CARCREFF et al., 2015).

O pós-processamento da matriz FMC é realizada, nesse caso, a partir do algoritmo de formação de imagem TFM. Uma vez que cada elemento transmite o sinal ultrassônico individualmente, a tendência é que a onda se propague em todo meio físico, permitindo, assim, a análise de possíveis refletores em todos os pontos do meio. A partir do método TFM o meio físico é discretizado em uma matriz com quantidades de pontos definidos no algoritmo no qual cada índice representa um pixel. A cada transmissão é possível verificar em que pontos do meio físico houve reflexão de grande amplitude da onda ultrassônica a partir dos sinais adquiridos pelos elementos receptores (HOLMES et al., 2005; NJIKI et al., 2013).

Portanto, os dados da matriz de aquisição  $S_{ij}$  representam o sinal enviado pelo transmissor  $i$  e recebido pelo elemento  $j$ . É necessário, além da aquisição dos sinais de eco, o cálculo do tempo em que ocorre a propagação do sinal emitido pelo emissor  $i$  até o refletor localizado no ponto  $(x,y)$ , juntamente com tempo que o sinal de eco vai do refletor até o receptor  $j$  (NJIKI et al., 2013).

A construção da imagem ultrassônica é realizada a partir da análise de cada pixel, representando um ponto  $P(x,y)$  do meio físico discretizado. É acrescentado um valor escalar de intensidade proporcional à amplitude do sinal de eco em cada pixel da imagem. Portanto, para cada combinação emissor-receptor, calcula-se o tempo de propagação desde o emissor até o ponto  $(x,y)$  e deste até o receptor. Soma-se a amplitude do sinal de eco nesse instante de tempo. Portanto os  $N^2$  valores de sinais recebidos por todas as combinações transmissor-receptor são somados em cada pixel e, após o término do algoritmo, é possível realizar a análise dos pixels. O algoritmo pode ser resumido pela equação:

$$I[P(x,y)] = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N S_{ij} [T_i(x,y) + T_j(x,y)] \quad (2)$$

De acordo com a equação (2),  $T_i(x, y)$  indica o tempo em que o sinal parte do elemento transmissor até ponto  $P(x, y)$  e  $T_j(x, y)$  indica o tempo em que o sinal refletido pelo mesmo ponto se reflete até o elemento receptor. Considerando-se que os sinais de eco da matriz  $S_{ij}$  foram normalizados via algoritmo, o pixel com o valor máximo de intensidade, após a normalização, será limitado ao valor 1. É de se esperar que os pixels com maior intensidade estejam relacionados com possíveis refletores (HOLMES et al., 2005;).

O cálculo dos tempos é realizado a partir da relação da distância entre os elementos e pontos com a velocidade de propagação do sinal de ultrassom, como representado de forma genérica na equação (1).

$$T_i(x, y) = \frac{d_i}{c} = \frac{\sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2}}{c} \quad (3)$$

$$T_j(x, y) = \frac{d_j}{c} = \frac{\sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2}}{c} \quad (4)$$

sendo  $x_i$  e  $y_i$  a posição do elemento emissor no eixo cartesiano,  $x_j$  e  $y_j$  a posição do elemento receptor,  $x$  e  $y$  o pixel no qual está sendo formada a imagem, e  $c$  a velocidade de propagação do ultrassom no meio inspecionado (NJIKI et al., 2013; HOLMES et al., 2008).

## 2.2 ALGORITMO PARA GERAÇÃO DE IMAGENS DE ABERTURA SINTÉTICA

Foi elaborado, a título de exemplo, um algoritmo com o método TFM para a construção de uma imagem ultrassônica no qual um refletor pontual foi colocado nas posições  $x$  e  $y$  iguais a 0mm e 25mm, respectivamente, em coordenadas cartesianas. O *array* de 8 elementos foi posicionado simetricamente na origem, isto é, com distância entre os elementos centrais e a origem equivalente à metade do valor de *pitch*.

Na Tabela 1 são apresentadas as configurações do *array* para a elaboração

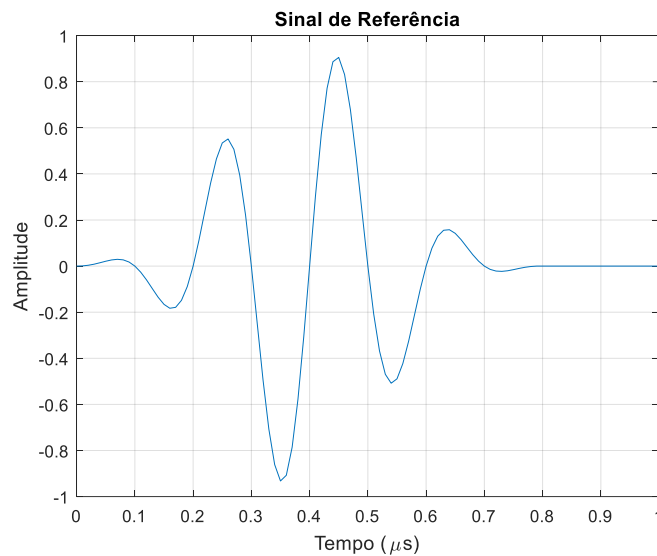
do algoritmo.

**Tabela 1: Características do *array* de transdutores para o método TFM**

Parâmetros	Valor
Número de Elementos	8
<i>Pitch</i> dos elementos	0,154mm
Frequência central do sinal	5 MHz
Velocidade de propagação da onda	1540m/s
Número de ciclos do sinal de pulso	4
Relação Sinal-Ruído (SNR)	20dB

Fonte: Autoria própria

As informações apresentadas na matriz FMC foram simuladas no MATLAB®, em sua versão 2016b, a partir de um sinal de referência, o qual está apresentado na Figura 5. As combinações entre todos os elementos resultaram, desse modo, em uma matriz que contém os  $N^2 = 64$  sinais adquiridos.

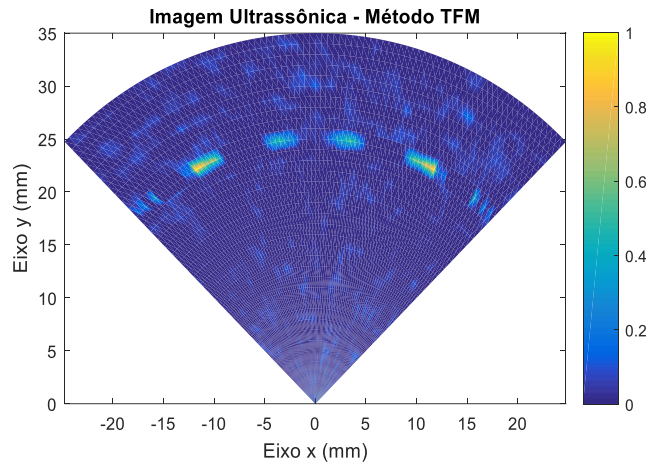


**Figura 5 – Pulso ultrassônico de referência**  
Fonte: Autoria Própria

Na construção da imagem optou-se pelo uso de coordenadas polares, as quais são convertidas em coordenadas cartesianas no algoritmo, para o cálculo da distância. Dessa forma, delimitou-se uma área que se estendeu da origem a um raio de 35mm, com variação do ângulo de 45° à 135°. Para fins de comparação da qualidade das imagens ultrassônicas em relação à resolução espacial, foram

propostos três intervalos de discretização do meio.

Na construção da primeira imagem ultrassônica, apresentada na Figura 6, foi considerado um intervalo de raio  $dr = 1\text{mm}$  e ângulo  $d\theta = 1^\circ$ .



**Figura 6 – Imagem ultrassônica do meio físico a partir do método TFM e discretização com intervalos de raio  $dr = 1\text{mm}$  e ângulo  $d\theta = 1^\circ$ .**

**Fonte: Autoria Própria.**

Conforme já mencionado, um refletor foi propositalmente posicionado no centro do meio físico para que imagens com diferentes discretizações pudessem ser comparadas. Na primeira imagem gerada, porém, não é apresentado o refletor conforme esperado e, também, há vários ruídos ao longo de toda a imagem. A presença dos ruídos e a representação errônea do refletor possui relação direta com o intervalo de discretização e a resolução espacial atribuída pelo *array* (OLYMPUS, 2007; JINBO 2007).

A resolução espacial é classificada como a capacidade de distinguir dois pontos refletores que estejam alinhados tanto em direção paralela (resolução axial) como ortogonal (resolução lateral) em relação ao feixe de ultrassom emitido pelo *array*. A partir do cálculo da resolução axial é possível a obtenção de um valor máximo para a discretização do meio físico. Valores acima da resolução axial inviabilizam a detecção de pequenos refletores, desconsiderando-os ou definindo-os como um único refletor de grandes dimensões (JINBO, 2007; OLYMPUS 2007).

Conforme apresentado na equação (5), o valor da resolução axial  $\Delta y$  é definido a partir de características pertinentes ao sinal ultrassônico e ao meio de propagação, sendo eles o número  $N_c$  de ciclos do pulso de sinal, a frequência  $f_0$  de

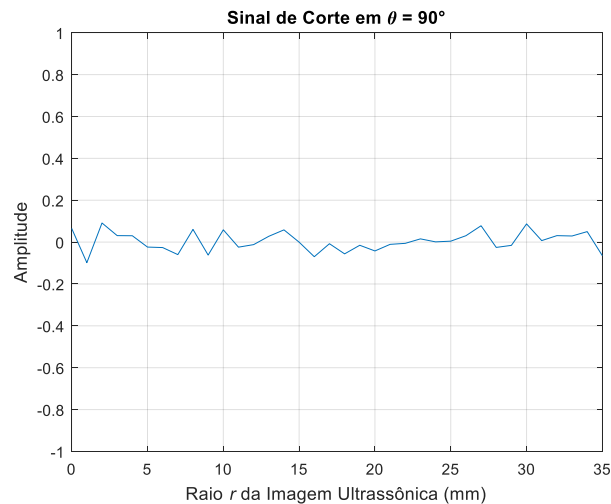
operação do *array* e a velocidade de propagação  $c$  no meio.

$$\Delta y = \frac{cN_c}{2f_0} = \frac{\lambda N_c}{2}, \quad (5)$$

Pequenos valores para  $\Delta y$  indicam a necessidade de baixos valores para  $dr$ . Dessa forma o aumento da frequência de operação do transdutor e a diminuição de ciclos de um pulso ultrassônico contribuem para uma melhor resolução da imagem. A velocidade  $c$  de propagação das ondas não pode ser alterada já que depende inteiramente do meio físico no qual foi empregada (JINBO 2007, OLYMPUS 2007).

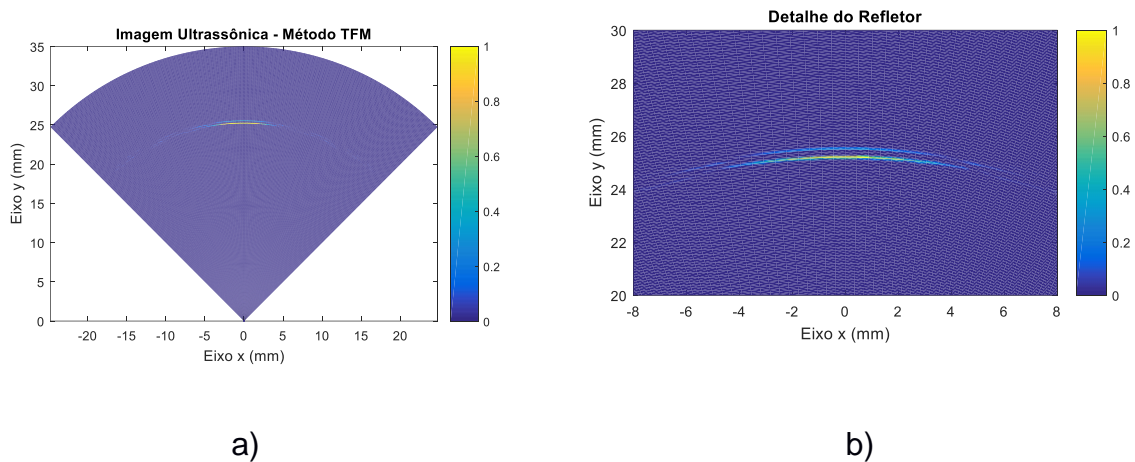
Através das informações apresentadas na Tabela 1, é calculado um valor de  $0,616mm$  para a resolução axial da imagem ultrassônica, abaixo do intervalo de discretização adotado na construção da primeira imagem (Figura 6).

Como observado por Prado (2014), fazendo-se um corte na imagem, na direção axial, passando pelo refletor, é de se esperar que os pixels na direção  $r$  tenham o mesmo comportamento do sinal de excitação. Portanto, além da formação da imagem do meio físico, também foi realizado um corte na imagem. Com a realização de um “corte” no centro da imagem ultrassônica, a partir da origem e com direção de  $\theta = 90^\circ$ , é possível obter uma imagem representativa do sinal de pulso emitido. É esperado que, com a diminuição dos intervalos de discretização do meio físico, o sinal de pulso se assemelhe à imagem de referência apresentada na Figura 5. Porém, devido a fortes influências de ruídos em consequência do intervalo de discretização da imagem ser maior que a resolução axial, o sinal obtido foi totalmente diferente da imagem de referência, conforme visto da Figura 7.



**Figura 7 – Sinal de corte.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

Na geração da Figura 8 foi proposto um intervalo de discretização do meio físico de  $dr = 0,1\text{mm}$  e  $d\theta = 1^\circ$ , atendendo o valor de resolução axial mínima exigida:

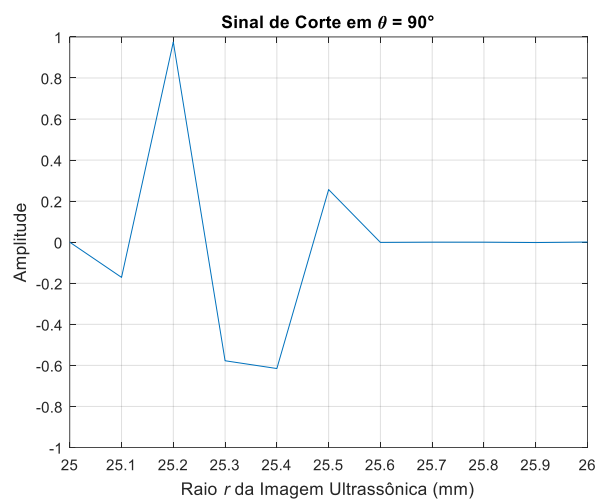


**Figura 8 – a) Imagem ultrassônica construída a partir de intervalo de discretização de  $dr = 0,1\text{mm}$  e  $d\theta = 1^\circ$ , b) Detalhe do refletor.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

Conforme observado na Figura 8a), é possível destacar a diminuição dos ruídos e, também, a presença de um refletor, em detalhe na Figura 8b). Entretanto as dimensões do refletor visto na imagem não são condizentes, uma vez que se simulou um refletor pontual. Também é possível verificar a presença de ruídos que seguem o refletor. A representação do refletor com dimensões lateralmente ampliadas e dos ruídos pertinentes ao próprio refletor é característica da baixa resolução lateral. A resolução lateral de uma imagem ultrassônica é proporcional à abertura do *array*

(OLYMPUS, 2007). Consegue-se melhor resolução lateral aumentando o número de elementos ou o espaçamento entre eles. Entretanto, como o objetivo do trabalho não é a alteração da configuração do *array*, manteve-se esse parâmetro inalterado.

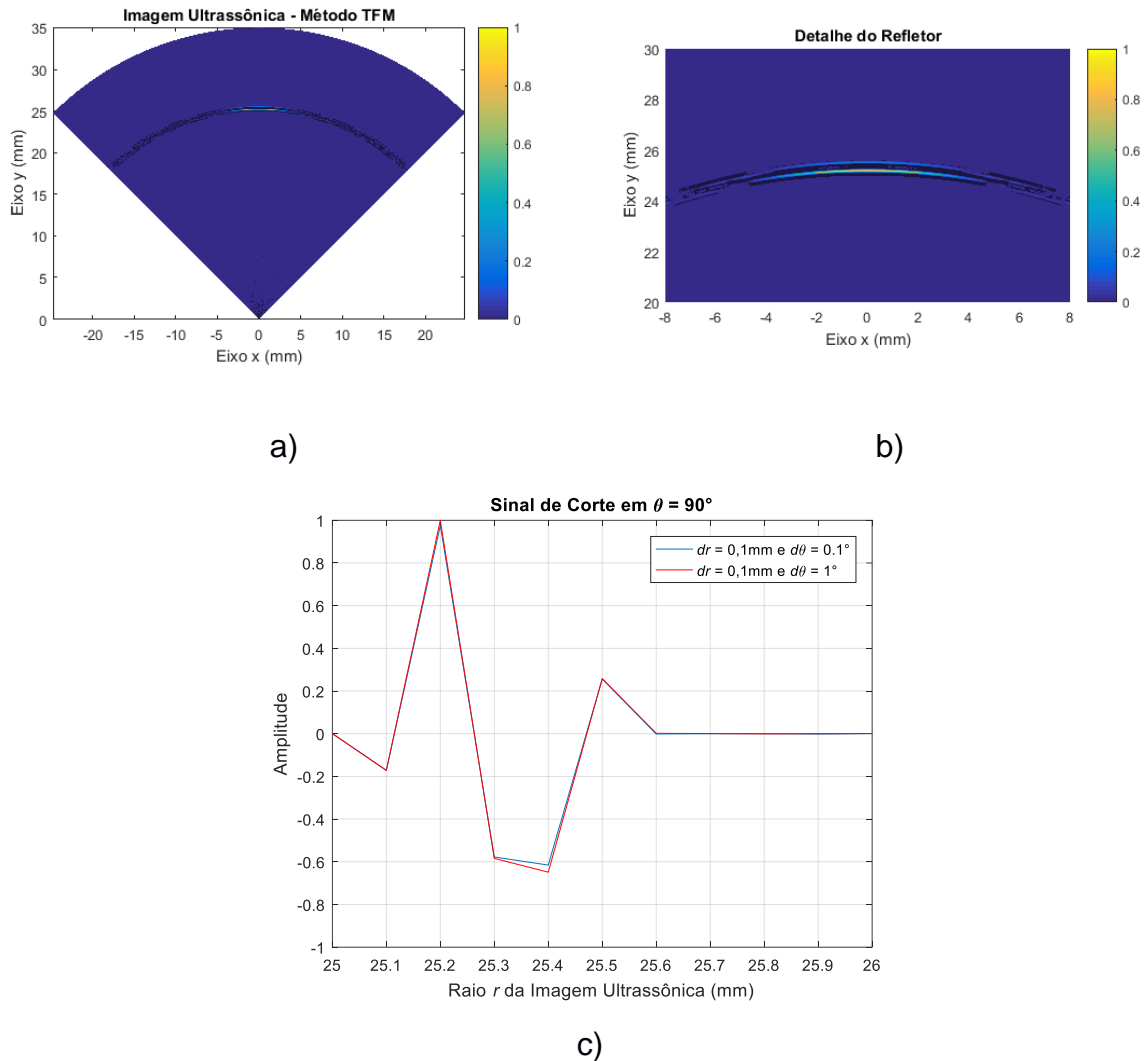
Para o novo intervalo de discretização, a representação da nova imagem de corte também é aprimorada e já não existe forte influência de ruídos, porém ainda não se assemelha a imagem de referência da Figura 5, como pode ser observado na Figura 9. Isso se deve ao fato do intervalo de discretização ainda não ser o melhor para a geração da imagem ultrassônica e, posteriormente, a representação do sinal de corte.



**Figura 9 – Sinal de corte para intervalo de discretização com  $dr = 0,1\text{mm}$  e  $d\theta = 1^\circ$ .  
Fonte: Aatoria Própria.**

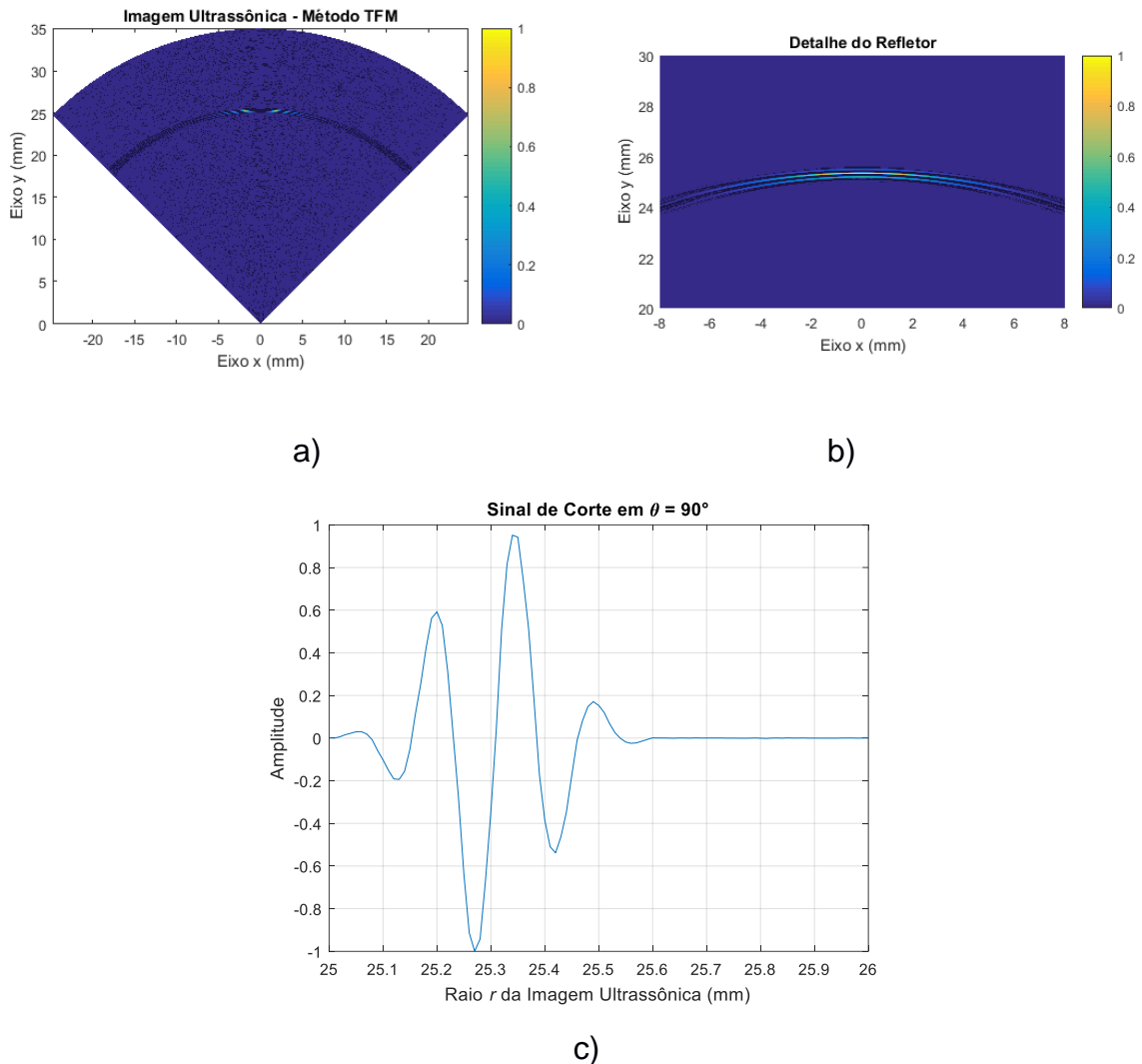
Mantendo o valor de  $dr = 0,1\text{mm}$  e diminuindo o intervalo de discretização do ângulo para  $d\theta = 0,1^\circ$ , como pode ser observado na Figura 10. Nota-se que a imagem construída e a representação do pulso ultrassônico se mantiveram qualitativamente inalterados, indicando, dessa forma, a maior relevância do intervalo de discretização condizente ao raio para a formação de imagens de qualidade.





**Figura 10 – a) Imagem ultrassônica construída a partir de intervalo de discretização de  $dr = 0,1\text{mm}$  e  $d\theta = 0,1^\circ$ , b) Detalhe do refletor e c) Comparação entre os sinais de corte. Fonte: Autoria Própria.**

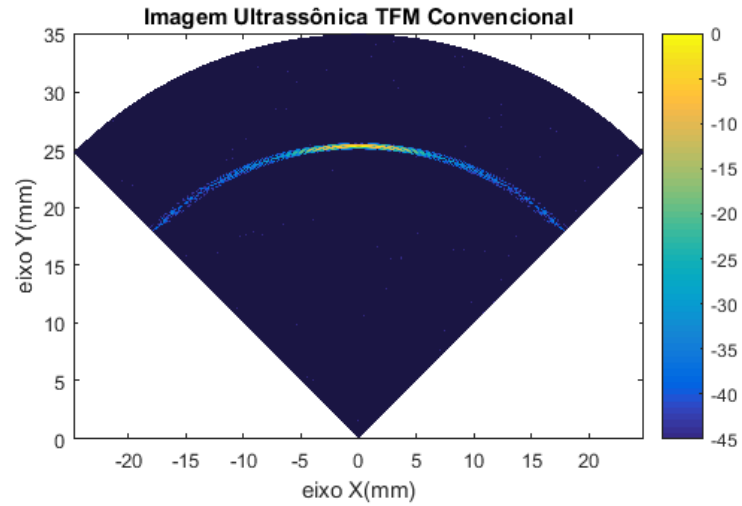
O intervalo de discretização delimitado para a construção da Figura 11 foi equivalente a  $dr = 0,01\text{mm}$  e  $d\theta = 0,1^\circ$ . Em relação às imagens anteriores, é perceptível que o refletor possui um novo aspecto. Fazendo um corte nesse mesmo ponto é visto que o pulso de sinal refletido se assemelha ao sinal de referência. Pelo fato da abertura do *array* e a largura do feixe acústico não terem sido modificados, a resolução lateral da imagem permanece inalterada mesmo com o aumento do número de pixels para a representação das imagens.



**Figura 11 – a) Imagem ultrassônica construída a partir de intervalo de discretização de  $dr = 0,01\text{mm}$  e  $d\theta = 0,1^\circ$ , b) Detalhe do refletor e c) Sinal de corte para  $\theta = 90^\circ$ .  
Fonte: Autoria Própria.**

Os sinais do domínio do tempo foram normalizados de -1 a 1. Para as imagens, utilizou-se o módulo, limitando a visualização a intensidades de 0 a 1. Devido a essas normalizações, a intensidade sonora apresentada nas imagens não possui unidade de medida. A apresentação das imagens ultrassônicas com intensidade sonora normalizada, embora não seja incorreta, não é usual em artigos acadêmicos e relatórios técnicos. Costuma-se, portanto, adotar o decibel (dB) como unidade de medida de intensidade sonora. Trata-se de uma escala logarítmica na qual é medido a intensidade ou potência de uma grandeza física em relação a uma referência da mesma natureza. Dessa forma, a intensidade sonora da imagem ultrassônica da Figura 11a), por exemplo, irá variar de  $-\infty$  à 0dB, cuja escala logarítmica é dada por

$20 \log_{10}(|I_{TFM}|)$ . Para melhor visualização, limitou-se a escala da imagem de -45 à 0dB. A nova imagem ultrassônica, com intensidade sonora em decibéis, é apresentada na Figura 12.



**Figura 12 – Imagem Ultrassônica de amplitude com escala de amplitude em decibéis (dB).**  
Fonte: Autoria Própria.

### 3 MÉTODO DE FASE INSTANTÂNEA

Comparado ao PA, as técnicas de SA possuem vantagens como redução de custo de *hardware* devido à diminuição do número de canais para transmissão/recepção. Porém, pelo fato dos elementos serem excitados individualmente, ruídos provenientes do meio físico são somados a cada sinal propagado, resultando em menor SNR. O aumento de ruídos em sinais de ultrassom influencia diretamente na detecção de refletores.

Prado et al. (2014) propuseram a exploração da fase instantânea dos sinais, ao invés da amplitude, como um método mais eficiente para a detecção de refletores em um meio físico. Desse modo, a aquisição dos sinais continua idêntica ao caso explicado no capítulo anterior. Porém, no pós-processamento, a amplitude de cada sinal  $S_{ij}(t)$  é substituída por sua fase instantânea  $\varphi_{ij}(t)$ . Dado um sinal ultrassônico:

$$Z_{ij}(t) = S_{ij}(t) + j\hat{S}_{ij}(t), \quad (6)$$

sendo  $\hat{S}_{ij}(t)$  a transformada de Hilbert de  $S_{ij}(t)$ ,  $Z_{ij}(t)$  é conhecido como o sinal analítico de  $S_{ij}(t)$  (HAHN, 1996).

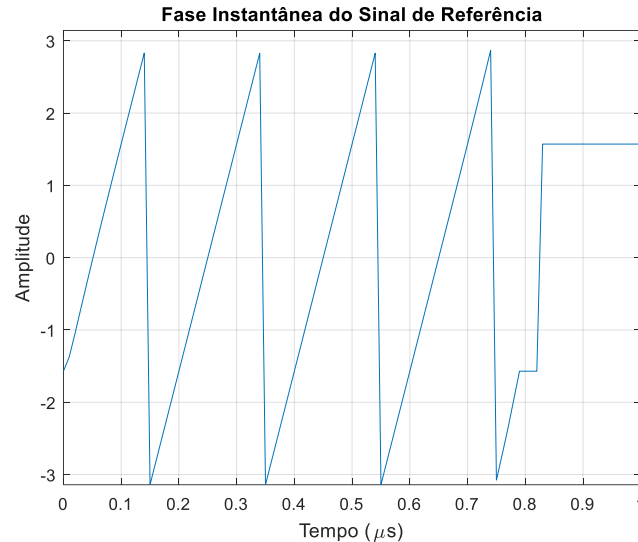
A fase instantânea dos sinais ultrassônicos  $S_{ij}(t)$  é, desse modo, igual ao ângulo de  $Z_{ij}(t)$  no plano complexo, ou seja:

$$\varphi_{ij}(t) = \angle Z_{ij}(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\hat{S}_{ij}(t)}{S_{ij}(t)} \right\}, \quad (7)$$

O método TFM, após a inserção da fase instantânea, é apresentada na equação (8):

$$I_{\varphi}[P(x, y)] = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \varphi_{ij}[T_i(x, y) + T_j(x, y)], \quad (8)$$

sendo  $T_i(x, y)$  e  $T_j(x, y)$  componentes semelhantes aos apresentados nas equações (3) e (4). A fase instantânea do sinal de referência (Figura 5) é apresentada na Figura 13:

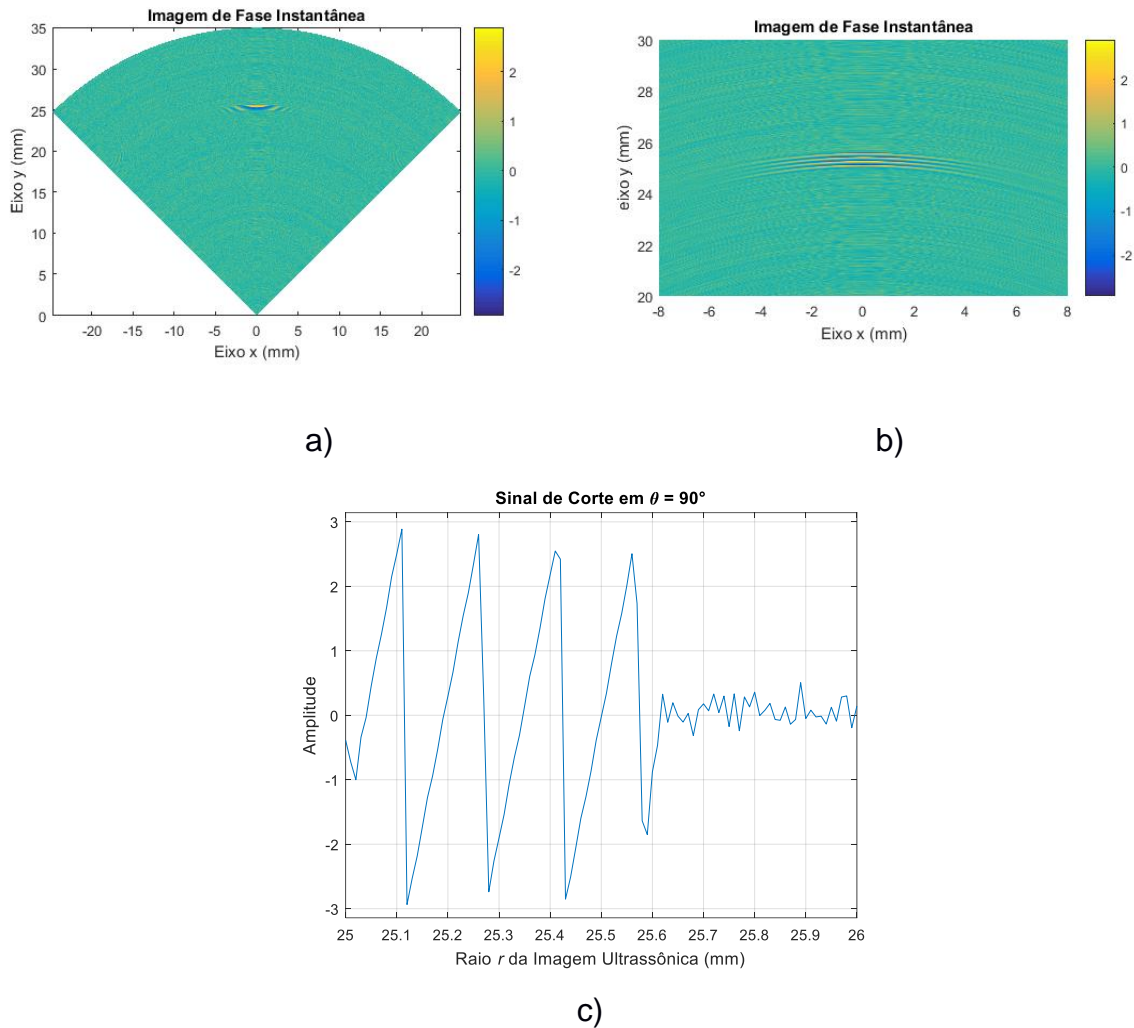


**Figura 13 – Fase instantânea do sinal de referência.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

Através da Figura 13 pode ser concluído que a fase instantânea do sinal de referência da Figura 5 varia linearmente com o tempo e que o formato dente-de-serra do sinal de fase instantânea é decorrência da normalização adotada automaticamente pelo *software* utilizado nos estudos.

Para a validação da nova proposta, optou-se pela geração de imagens ultrassônicas a partir da mesma matriz FMC e *array* com características semelhantes ao usado no algoritmo do TFM no Capítulo 2, conforme apresentado na Tabela 1. No novo algoritmo, o intervalo de busca do meio físico e a posição do refletor permaneceram inalterados, ou seja, com a área da imagem limitada a um raio de 35mm de distância e com ângulos indo de  $45^\circ$  à  $135^\circ$ , em coordenadas polares. O refletor pontual possui posição, em coordenadas cartesianas, de  $x = 0\text{mm}$  e  $y = 25\text{mm}$ .

Para um intervalo de discretização delimitado em  $dr = 0.01\text{mm}$  e  $d\theta = 0,1^\circ$ , a imagem ultrassônica com a utilização da fase instantânea dos sinais, juntamente com a imagem de corte começando na origem e partindo em direção axial até o refletor, são apresentadas na Figura 14:



**Figura 14 – a) Imagem ultrassônica construída a partir da fase instantânea dos sinais, b) Detalhe do refletor e c) Sinal de corte em  $90^\circ$ .  
Fonte: Autoria Própria.**

Diferentemente da imagem do sinal de referência e da imagem de corte apresentadas nas Figuras 5 e 11c), respectivamente, onde a intensidade dos mesmos está normalizada entre -1 e 1, a intensidade dos sinais de fase é, agora, normalizada de  $-\pi$  à  $\pi$  radianos, respeitando a periodicidade de  $2\pi$  de um ângulo de fase.

Conforme observado na Figura 14c), com o intervalo de discretização e SNR já estabelecidos, é possível destacar uma semelhança com a fase instantânea do sinal de referência apresentado na Figura 13, indicando, dessa forma, que a discretização adotada para a construção da imagem é favorável. Na imagem ultrassônica apresentada na Figura 14a), em comparação com a imagem ultrassônica convencional, é possível observar a presença do refletor na posição pré-determinada com menor intensidade dos ruídos que o acompanhavam. A aparência do refletor se

assemelha a um sinal dente-de-serra com variação de intensidade de  $\pm\pi$  que, por sua vez, se assemelha à fase instantânea do sinal de referência.

### 3.1 LIMIAR ESTATÍSTICO PARA A IMAGEM DE FASE INSTANTÂNEA

A presença de ruídos em imagens ultrassônicas pode resultar em interpretações equivocadas acerca da detecção de refletores. Ruídos, nesse contexto, estão associados a sinais aleatórios provenientes das características do meio físico, dos sensores, do *hardware* de aquisição, entre outras fontes que, somados aos sinais acústicos enviados pelos elementos, interferem nos resultados obtidos no pós-processamento dos sinais de eco. O termo SNR, mencionado anteriormente nesse trabalho, está relacionado ao nível de interferência dos ruídos nos sinais ultrassônicos. Portanto, quanto menor o SNR de uma imagem ultrassônica, maior é a interferência de ruídos na imagem e maiores são as chances de má interpretações sobre possíveis refletores.

Para a detecção dos refletores frente à presença de ruídos, é comum a aplicação de limiares durante ou após a construção da imagem de ultrassom. O limiar é definido como o nível de intensidade mínimo que cada pixel da imagem deve ter para ser considerado um refletor. Dessa forma, pixels com valores acima do limiar são julgados como refletores e valores abaixo são desconsiderados.

A aplicação do limiar em imagens ultrassônicas é comumente feita de maneira empírica, ou seja, o valor mínimo para caracterização dos pixels como refletores, ou parte de um, não é delimitado baseando-se em conceitos teóricos pré-definidos, mas na experiência prévia do projetista. Dessa forma, a aplicação não se torna objetiva e a interpretação das imagens, mesmo após o limiar, ainda pode ser feita de forma equivocada. Se, por exemplo, o valor de limiar é considerado muito grande, é possível que refletores de menor intensidade sejam considerados ruídos e, portanto, não detectados. Por consequência, com um limiar muito baixo, torna-se possível a classificação de um artefato/ruído como um possível refletor.

A aplicação de um limiar objetivo em imagens de fase instantânea, proposto por Prado (2014), tem como finalidade a escolha de um nível de limiar baseado no número de sinais adquiridos para a formação da imagem e na análise estatística dos

ruídos. O resultado consiste em uma imagem de dois níveis, sendo nível máximo referente aos pixels interpretados como refletores e os demais pixels com nível mínimo.

O cálculo do limiar é proposto a partir da probabilidade de se definir erroneamente um refletor em uma imagem ultrassônica constituída apenas de ruídos. Considerando a presença de ruídos nos sinais de eco com distribuição gaussiana, a fase instantânea desses sinais terá distribuição uniforme de  $-\pi$  a  $\pi$  e, portanto, média  $m_x = 0$  e desvio padrão  $\sigma_0 = \pi/\sqrt{3}$  (CARLSON et al., 2002). Neste caso, segundo Prado (2014), a probabilidade de um falso positivo é dada pela equação (9):

$$P_F = \frac{\sigma_0^2}{M_s \varepsilon^2}, \quad (9)$$

onde  $M_s$  é o número de sinais, igual a  $N^2$  para o TFM e  $\varepsilon$  corresponde ao limiar a ser definido para a imagem de fase instantânea. De acordo com a equação (9), a probabilidade de detecção de um artefato é inversamente proporcional ao limiar e ao número de sinais adquiridos para construção da imagem.

Foi proposta uma escala logarítmica para a determinação de  $P_F$  devido à grande variação do número de sinais possíveis para a formação de imagem. Por exemplo, ao variar de 8 para 256 o número  $N$  de elementos que constituem um *array* ultrassônico, o número de sinais adquiridos  $N^2$  obedecem uma variação muito maior, partindo de 64 à 65536. O cálculo de  $P_F$  é, então, enunciado conforme prescrito na equação (10):

$$P_F = \frac{\sigma_0^2}{M_s} \log_{10} M_s \quad (10)$$

A partir das equações (9) e (10) o valor de limiar pode ser calculado:

$$\frac{\sigma_0^2}{M_s \varepsilon^2} = \frac{\sigma_0^2}{M_s} \log_{10} M_s, \quad (11)$$



$$\frac{1}{\varepsilon^2} = \log_{10} M_s, \quad (12)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\log_{10} M_s}} \quad (13)$$

Observa-se que o nível de limiar é inversamente proporcional ao número de sinais  $M_s$ . Dessa forma, com o aumento do número de sinais para construção de imagens, o limiar tende a diminuir.

### 3.2 APLICAÇÃO DO LIMIAR ESTATÍSTICO

A partir dos dados da imagem de fase instantânea apresentados anteriormente é possível obter o limiar estatístico e, a partir dos cálculos para o limiar, também é possível a obtenção de uma nova imagem onde são destacados apenas os possíveis refletores. Sabendo que o número total  $M_s$  de sinais recebidos para um *array* de 8 elementos é igual a 64 e que o valor de  $\sigma_0$  é igual a  $\pi/\sqrt{3}$ , o limiar da imagem de fase instantânea, nesse caso, é calculado da seguinte forma:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\log_{10}(64)}} = 0,7441. \quad (14)$$

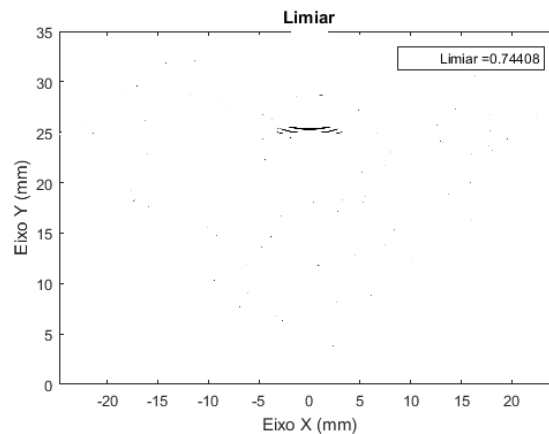
Já a probabilidade do limiar destacar artefatos como refletores é equivalente a 9,3%:

$$P_F = \frac{(\pi/\sqrt{3})^2}{64} \log_{10}(64) \times 100\% = 9,2845\%. \quad (15)$$

Com o valor de cada *pixel* variando de 0 a  $\pi$ , em módulo, um limiar de 0,7441 equivale a 23% da imagem, um valor aceitável tendo em vista que o uso de um *array* de 8 elementos resultará em imagens de qualidade bem inferior comparado a *arrays* de 64 ou 128 elementos, com probabilidade de falsa indicação de 9,3%. Com um alto valor de limiar, a probabilidade de se identificar artefatos como refletores se torna

baixa. No caso de imagens ultrassônicas formadas a partir de poucos elementos, por se obter valores altos para o limiar estatístico, a probabilidade de um refletor ser considerado um artefato também se torna alta. A baixa SNR dos sinais ainda tende a aumentar tal probabilidade.

Após a aplicação do limiar na imagem de fase instantânea da Figura 14, apenas o possível refletor é destacado, conforme ilustrado na Figura 15.



**Figura 15 – Imagem de Fase Instantânea após aplicação do limiar.  
Fonte: Autoria Própria.**

Embora o refletor localizado no centro da imagem esteja em destaque, é perceptível a presença de vários pontos que tiveram valor acima do limiar. Se a localização do único refletor pontual não tivesse sido mencionada anteriormente ou se a SNR da imagem fosse menor, certamente os pontos adjacentes poderiam ser erroneamente indicados como refletores. Isso mostra que apenas a análise visual da imagem ultrassônica não é o melhor meio para reconhecer refletores e diferenciá-los dos falsos positivos.

Observa-se também que são *pixels* espúrios. Neste caso o tamanho do refletor poderia ser considerado para indicação de um provável defeito. Entretanto, objetiva-se, nesse momento, a detecção de um refletor e não sua caracterização.

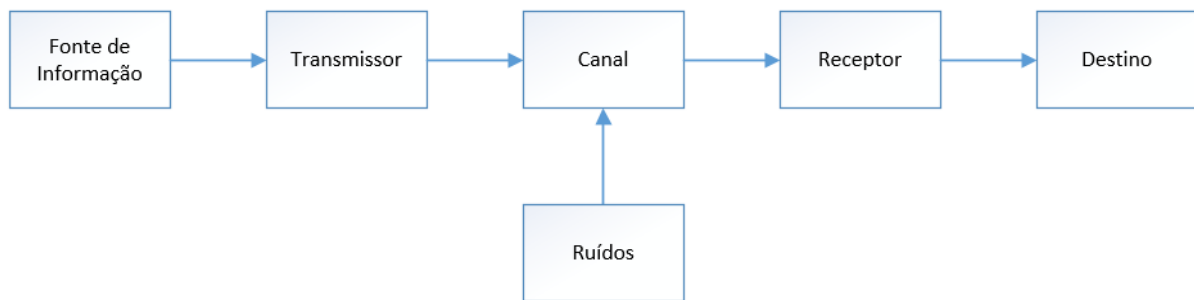
## 4 MODULAÇÃO DE FASE E CORRELAÇÃO DE SINAIS

### 4.1 SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES

Os procedimentos de envio, recepção e processamento de sinais de distintas naturezas e dotados de informações inteligíveis, segundo Kennedy e Davis (1985), estão relacionados aos estudos denominados de sistemas de comunicações. O objetivo principal dessa área de estudo é, portanto, promover sistemas capazes de transmitir sinais até os respectivos receptores, posicionados a distâncias cada vez maiores, através de técnicas que mantêm a qualidade das informações frente a distorções e ruídos provenientes do processo de transmissão (HAYKIN, 2008; TOMASI, 2014).

Por envolver transmissão e recepção de sinais em um meio físico, as ondas ultrassônicas também estão relacionadas a sistemas de comunicações. Conforme já mencionado, o objetivo de ensaios não-destrutivos e exames médicos através do ultrassom é verificar a existência de refletores a partir dos sinais coletados no elemento receptor. Assim, é necessário que cada sinal a ser processado para a formação de uma imagem não esteja deteriorado pelos ruídos provenientes do sistema.

Um sistema de comunicação genérico possui como principais componentes o transmissor, receptor e o canal por onde o sinal se propaga. Conforme apresentado na Figura 16, o bloco denominado de fonte de informação, em um sistema de criação de imagens ultrassônicas, é a representação do *hardware* cuja finalidade é excitar os materiais piezelétricos para a criação de pulsos ultrassônicos. Os transmissores e receptores, nesse contexto, são os elementos transdutores constituintes do *array*. Já o bloco denominado de destino representa o *hardware* em que os sinais serão processados para a formação da imagem ultrassônica. O canal de propagação do sinal ultrassônico é o meio em que se deseja inspecionar (COUCH, 2013).



**Figura 16 – Sistema de comunicação genérico.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

Conforme mencionado por Carlson et al. (2002), todo processo de transmissão e recepção de sinais é não-ideal, ou seja, existem alguns fatores externos e internos que enfraquecem ou deterioram um sinal e as informações contidas no mesmo durante sua propagação. Geralmente os fatores externos estão relacionados a interferências causadas por sistemas de comunicações adjacentes. Esse tipo de fenômeno é comumente atrelado aos sistemas de radiofrequência ou outros sistemas nos quais os sinais propagados são de natureza eletromagnética. Meios naturais também são agentes causadores de interferências: os raios ultravioletas emitidos pelo sol, por exemplo, devem ser considerados em projetos e instalações relacionadas a telecomunicações (KENNEDY; DAVIS, 1985; TOMASI, 2014).

O ruído, fenômeno mencionado anteriormente, está associado aos fatores internos que causam a deformação nos sinais ultrassônicos. Carlson et al. (2002) classifica-o como um conjunto de sinais elétricos, aleatórios, imprevisíveis e produzidos naturalmente a partir da agitação das moléculas de um material submetido à uma temperatura superior a 0K (ou  $-273^{\circ}\text{C}$ ) que, ao ser somado com o pulso de sinal munido de uma informação inteligível e transmitido pelos transdutores, resulta em sinais parcialmente ou totalmente destruídos e, portanto, ineficaz à formação de imagem.

Para amenizar ou até inibir as ações de interferências externas e ruídos, algumas técnicas de tratamento de sinais são propostas. A compensação da potência de um sinal que sofreu perdas durante a propagação, por exemplo, é feita através de amplificadores conectados ao receptor. A filtragem é outra técnica no qual o objetivo é habilitar a propagação de sinais com faixas de frequências pré-estabelecidas, vetando a propagação dos demais sinais. Em transmissões digitais a técnica de codificação é comumente utilizada. Trata-se, portanto, da introdução de *bits* adicionais

às informações que, ao serem decodificados após o processo de recepção, indicam ao sistema se as informações transmitidas estão corretas ou não (COUCH, 2013; HSU, 2003).

## 4.2 MODULAÇÃO

Conforme mencionado, o principal objetivo em sistemas de comunicações é a otimização do envio e recepção de sinais compostos de informações inteligíveis, independentemente da distância e dos tipos de canais de transmissão. Portanto, para evitar a deterioração do sinal de informação a ser transmitido em qualquer tipo de canal, são propostas técnicas de modulação de sinais, ou seja, a integração dos sinais de informação, denominados de sinais modulantes, a um sinal mais apropriado para transmissão, sinal portadora. A separação desses sinais após a recepção é definida como demodulação (HAYKIN, 2008; TOMASI, 1993).

A principal característica da modulação de sinais é a mudança em um ou mais parâmetros da portadora após a inserção da informação. Tal mudança segue uma lógica pré-definida e está diretamente relacionada à função do sinal modulante e a forma de como o mesmo foi introduzido (CARLSON et al., 2022). Os parâmetros da portadora, assim como de qualquer outro sinal de onda cuja oscilação é senoidal são identificadas a partir da equação (16):

$$x_c(t) = A_c \text{sen}[\theta_c(t)], \quad (16)$$

onde:  $x_c$  = valor instantâneo da portadora;  
 $A_c$  = amplitude máxima;  
 $\omega_c$  = velocidade angular ( $2\pi f_c$ ), em *rad/s*;  
 $\theta_c$  = ângulo do sinal, em *rad*;

A modulação de sinais de ondas contínuas em senoidais é feita a partir da alteração da amplitude ou do ângulo da portadora, sendo os mesmos denominados de modulação linear – ou modulação por amplitude (*Amplitude Modulation – AM*) – e angular, a qual é dividida em modulação por frequência (*Frequency Modulation – FM*) e modulação por fase (*Phase Modulation – PM*).

Além da otimização da transmissão e recepção de informações, e até mesmo da contribuição para a simplificação de um sistema de *hardware*, a técnica de modulação propõe a minimização de ruídos e interferências presentes no sistema de comunicação. Em casos mais remotos costumava-se aumentar a potência do sinal ao ponto em que a SNR fosse satisfatória, porém esse tipo de ação pode resultar em danos ao equipamento ou, no mínimo, um alto custo no projeto do *hardware* (KENNEDY et al., 1985).

Embora o grau de facilidade dos projetos de transmissores e receptores AM seja considerado maior frente aos demais moduladores, tal modulação linear possui desvantagens consideráveis que o inviabiliza, principalmente, em sistemas de envio e recepção de sinais ultrassônicos devido à baixa imunidade a ruídos. Também é estimado que apenas um sexto de toda a potência de um sinal modulado por amplitude, após a recepção, seja realmente utilizável (HAYKIN, 2008). A modulação angular, por sua vez, tem como principal característica a sua alta performance na prevenção de ruídos provenientes do meio físico, particularidade primordial na elaboração desse trabalho.

A modulação angular é definida como a variação do ângulo de uma portadora senoidal, linearmente proporcional ao valor instantâneo do sinal modulante e, conforme mencionado, a variação do ângulo pode ser obtida pela alteração instantânea da frequência ou da fase da portadora. Sobre a relação entre PM e FM, Hsu (2003) faz uma importante observação: embora FM e PM tenham diferentes definições, é impossível modular uma portadora em frequência sem que sua fase seja alterada. O inverso também é válido, ou seja, é impossível a modulação por fase de uma portadora sem que sua frequência seja alterada.

#### 4.2.1 Conceitos da Modulação Angular

Dada uma portadora senoidal conforme descrito na equação (16), uma vez que esse sinal é periódico, a oscilação será completa quando  $\theta_c(t)$  completar uma variação de  $2\pi$  rad. A frequência média  $f_{\Delta t}$  dessa oscilação, considerando um intervalo de  $t$  até  $t + \Delta t$ , é calculada conforme observado na equação (17).

$$f_{\Delta t}(t) = \frac{\theta_c(t + \Delta t) - \theta_c(t)}{2\pi \Delta t}. \quad (17)$$

A partir do cálculo da frequência média do sinal, é possível obter o valor da frequência instantânea  $f_i(t)$  e da velocidade angular  $\omega(t)$  do mesmo. Frequência instantânea é o valor da frequência do sinal em cada instante de tempo (HAYKIN, 2008):

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f_{\Delta t}(t), \quad (18)$$

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[ \frac{\theta_c(t + \Delta t) - \theta_c(t)}{2\pi \Delta t} \right], \quad (19)$$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_c(t)}{dt}, \quad (20)$$

$$\omega(t) = 2\pi f_i(t) = \frac{d\theta_c(t)}{dt}. \quad (21)$$

Em um caso de modulação FM, a frequência instantânea  $f_i(t)$  é variada linearmente com o sinal modulante  $m(t)$  da seguinte maneira:

$$f_{i_{FM}}(t) = f_c + k_f m(t), \quad (22)$$

sendo  $f_c$  igual a frequência da portadora e  $k_f$  chamada de constante de sensibilidade da frequência, cujo significado é apresentar o sinal modulado em condições reais. Ao multiplicar a equação (22) por  $2\pi$ , é obtido a mesma expressão, porém em velocidade angular:

$$\omega_i(t) = \omega_c + 2\pi k_f m(t). \quad (23)$$

Sabe-se que a velocidade angular é equivalente a derivada da fase. Nesse caso, para a obtenção do valor de fase do sinal modulado em frequência, é necessário que a equação (23) seja submetida a uma integração. Na dedução matemática da modulação de frequência, por convenção, é estipulado que o ângulo da portadora se

inicie em  $0\text{rad}$ , ou seja,  $\theta_c = 0\text{rad}$  em  $t = 0\text{s}$ . Desse modo (CARLSON, 2002):

$$\theta_i(t) = \int_0^t \omega_c d\tau + \int_0^t 2\pi k_f m(\tau) d\tau \quad (24)$$

$$\theta_i(t) = \omega_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau) d\tau \quad (25)$$

Logo, o sinal FM é descrito no domínio do tempo da seguinte maneira:

$$x_{FM}(t) = A_c \text{sen} \left[ \omega_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau) d\tau \right] \quad (26)$$

Afim de apresentar um exemplo de modulação por frequência, foi adotado um sinal modulante  $m(t) = A_m \cos(\theta_m)$  cuja frequência é bem menor do que a frequência da portadora, ou seja,  $f_m \ll f_c$ . A escolha desse sinal periódico como modulante se dá pelo fato de ser o caso de modulação mais simples já observado.

Através da equação (22) sabe-se que a frequência instantânea do sinal modulado é:

$$f_{i_{FM}}(t) = f_c + \delta_f \cos(\theta_m), \quad (27)$$

onde:

$$\delta_f = k_f A_m. \quad (28)$$

A grandeza  $\delta_f$  é chamada de desvio de frequência e indica que a alteração da frequência em FM, através de  $k_f$ , é diretamente proporcional a amplitude do sinal modulante. Para o cálculo do ângulo  $\theta_i(t)$  do sinal FM é usada a equação (24). Desse modo:

$$\theta_i(t) = \int_0^t \omega_c d\tau + \int_0^t 2\pi k_f A_m \cos(\theta_m) d\tau, \quad (29)$$



$$\theta_i(t) = \omega_c t + 2\pi\delta_f \left[ \frac{\text{sen}(2\pi f_m \tau)}{2\pi f_m} \right]_0^t, \quad (30)$$

$$\theta_i(t) = \omega_c t + \frac{\delta_f}{f_m} \text{sen}(2\pi f_m t). \quad (31)$$

O quociente do desvio de frequência  $\delta_f$  e a frequência  $f_m$  do sinal FM é denominado de índice de modulação e representado por  $\beta$ . Fisicamente o índice de modulação indica o desvio de fase do sinal FM, isto é, o desvio máximo do ângulo  $\theta_i(t)$  do sinal modulado em relação ao ângulo da portadora. Por se referir ao desvio de fase,  $\beta$  possui como unidade de medida o radiano.

O sinal FM é, então, apresentado da seguinte maneira:

$$x_{FM}(t) = A_c \text{sen}(\omega_c t + \beta \text{sen}(2\pi f_m t)). \quad (32)$$

A Modulação por Fase (PM), por sua vez, possui uma dedução matemática mais simples do que a FM. Dada uma portadora senoidal semelhante a equação (16) e um sinal modulante  $m(t)$ , o sinal PM terá o seguinte aspecto (CARLSON, 2002):

$$x_{PM}(t) = A_c \text{sen}(\omega_c t + k_p m(t)), \quad (33)$$

sendo  $k_p$  a constante de sensibilidade da fase.

Após uma portadora  $x_c$  ser modulada em fase com um sinal modulante  $m(t)$  semelhante ao exemplo apresentado na modulação por frequência, o sinal resultante tem o seguinte aspecto:

$$x_{PM}(t) = A_c \text{sen}[\omega_c t + \delta_p \cos(2\pi f_m t)], \quad (34)$$

sendo:

$$\delta_p = k_p A_m. \quad (35)$$

A grandeza  $\delta_p$  é chamada de desvio de fase. Tal expressão indica que a variação da

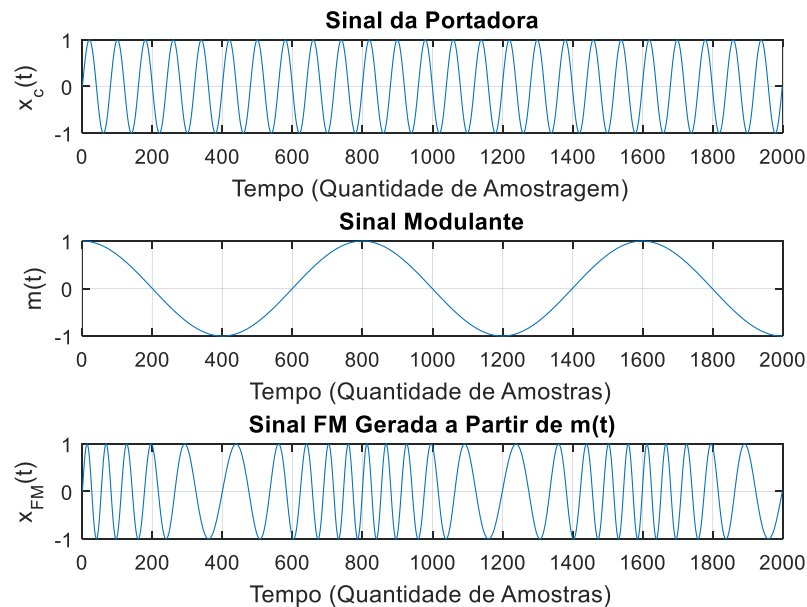
fase, em uma modulação PM, é diretamente proporcional a amplitude do sinal modulante.

Para fins de análises da relação entre as modulações FM e PM, os gráficos contidos nas Figuras 17 e 18 foram elaborados a partir das deduções feitas anteriormente e de valores escolhidos empiricamente para a portadora e o sinal modulante, conforme apresentado na Tabela 2.

**Tabela 2 – Dados da portadora e do sinal modulante**

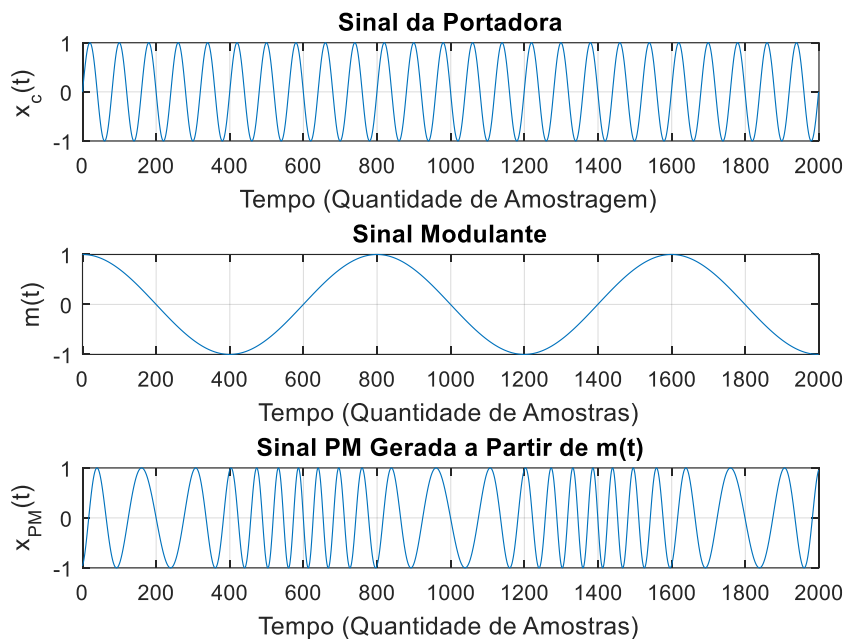
	Portadora	Modulante
Amplitude	1	1
Frequência (Hz)	1000	100
	<b>FM</b>	<b>PM</b>
Índice de Modulação ( $\beta$ )	5	---
Desvio de Fase ( $\delta_p$ )	---	5

**Fonte: A autoria própria**



**Figura 17 – Modulação FM.**

**Fonte: A autoria Própria.**



**Figura 18 – Modulação PM.**  
**Fonte: A autoria Própria.**

A primeira conclusão a ser feita diante dos dados apresentados é que na modulação angular a amplitude do sinal modulado permanece constante, ou seja, possui o mesmo valor da amplitude  $A_c$ . O comportamento da frequência do sinal modulado em FM é diretamente proporcional a amplitude do sinal modulante, isto é, em momentos que o valor instantâneo do sinal modulante é máximo positivo, a frequência do sinal FM é máxima. Já em momentos em que o valor instantâneo do sinal modulante é máximo negativo, a frequência do sinal FM é mínima. A constante de sensibilidade de frequência  $k_f$  também influencia significativamente no comportamento do sinal modulado, pois quão maior for o seu valor, mais expressiva será a diferença entre a frequência máxima e a mínima. A variação de fase do sinal FM, conforme pode observado na Figura 17 e na equação (26), é equivalente a integral do sinal modulante (HSU, 2003). A diferença entre a maior e menor frequência é igual ao dobro do desvio de frequência  $\delta_f$ .

Na modulação PM, no qual a fase instantânea varia proporcionalmente ao valor instantâneo do sinal modulante, a variação da frequência é proporcional a derivada desse mesmo sinal modulante. Essa afirmação pode ser dada através da análise da Figura 18. A frequência do sinal PM é máxima quando a derivada do sinal modulante é máxima positiva na passagem do zero, indo do negativo para o positivo.

Na derivada do sinal modulante na passagem do zero, indo do positivo para o negativo, a frequência do sinal modulado é mínima.

Por outro lado, nas mesmas passagens do sinal modulante por zero, o desvio de fase  $\delta_p$  também é zero. O valor do desvio de fase será, portanto, máximo positivo quando o valor do sinal modulante for máximo positivo; e será máximo negativo quando o valor do sinal modulante também for máximo negativo. A constante de sensibilidade de fase  $k_p$  também é importante no comportamento do gráfico uma vez que também torna a diferença de frequência máxima e mínima mais expressiva.

Segundo Haykin (2008), também é possível obter a modulação em frequência integrando o sinal modulante antes de submetê-lo a modulação em fase. Isso pode ser comprovado através da análise das equações (32) e (34), pois o que as diferencia é a integração do sinal modulante. De forma análoga, é possível a obtenção da modulação em fase ao derivar o sinal modulante antes de submetê-lo a modulação por frequência. Embora haja particularidades e relações entre os dois tipos de modulação, é praticamente impossível discernir se um sinal foi modulado em frequência ou fase se não houver o sinal modulante como referência.

O principal motivo para a escolha da modulação angular – em especial a modulação em fase – para o envio, recepção e análise de sinais ultrassônicos vem do fato de tal técnica possuir um bom desempenho frente a ruídos provenientes do meio físico. A maior característica da soma de ruídos a um pulso ultrassônico é a deterioração da envoltória desse mesmo pulso e, uma vez que a análise da amplitude é irrelevante em um sinal angular por se manter sempre constante, ruídos que deterioram a envoltória do sinal ultrassônico podem ser ignorados e apenas a variação de fase ou frequência são observados com maior atenção (KENNEDY et al., 1985; TOMASI, 1993).

Mesmo não sendo mais utilizada do que a modulação FM, a grande vantagem da modulação PM, além da maior simplicidade em sua dedução, é a possibilidade de sua modulação em estágios posteriores a geração da portadora. A modulação FM, por sua vez, só é validada caso a geração da portadora e sua modulação forem feitas simultaneamente (HAYKIN, MOHER, 2007).

#### 4.2.2 Demodulação de Fase Através da Transformada de Hilbert

A transformada de Hilbert para a obtenção da fase instantânea do sinal  $S_{ij}(t)$ , descrito na equação (7), também está ligada à demodulação de fase, sendo considerada uma das técnicas mais usuais para tal função. Dado um sinal  $x_{PM}(t)$  genérico, modulado em fase conforme apresentado na equação (35):

$$x_{PM}(t) = A_c \text{sen}[\phi(t)], \quad (36)$$

no qual:

$$\phi(t) = \omega_c t + k_p m(t). \quad (37)$$

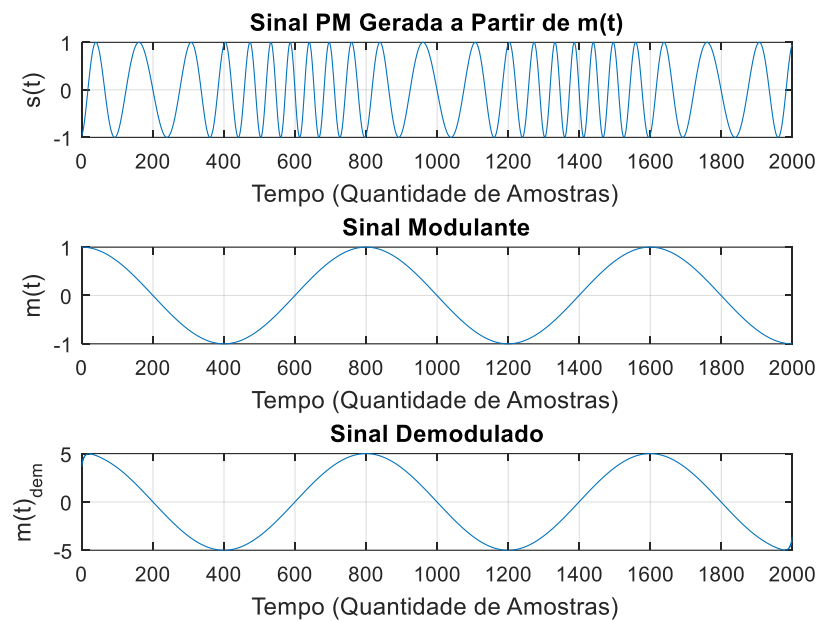
Após ser submetido à transformada de Hilbert, a extração da fase instantânea da função analítica  $Z(t)$  de  $x_{PM}(t)$  é feita mediante a equação (38):

$$\phi(t) = \angle Z(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\hat{x}_{PM}(t)}{x_{PM}(t)} \right\}, \quad (38)$$

onde  $\hat{x}_{PM}(t)$  é o componente imaginário da função analítica  $Z(t)$ . O sinal modulante é, então, obtido através da subtração do sinal de fase instantânea e do valor da frequência angular da portadora:

$$k_p m(t) = \phi(t) - \omega_c t \quad (39)$$

A critério de exemplo, foi feita a demodulação do sinal  $x_{PM}(t)$ , descrito na equação (34), cujo os parâmetros estão designados na Tabela 2. O gráfico da demodulação em fase pela transformada Hilbert é apresentado na Figura 19:



**Figura 19 – Demodulação PM pela transformada de Hilbert.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

Conforme previsto, o sinal demodulado possui amplitude igual a 5 devido ao valor do desvio de fase  $\delta_p$  atribuído a ele ainda no processo de modulação. Já as demais características do sinal modulante permaneceram inalteradas.

Cabe destacar que, embora a modulação angular possua vantagens como maior imunidade a ruídos na etapa de transmissão, algumas limitações são encontradas no processo de demodulação. No *software* MATLAB®, por exemplo, o sinal de fase instantânea  $\varphi_{ij}$  extraído pela transformada de Hilbert é limitado automaticamente entre  $-\pi$  e  $\pi$ , conforme já visto na Figura 13 e tal limitação prejudica drasticamente a demodulação de fase. O comando “*unwrap*” é usado para inibir a limitação automática, porém, devido aos cálculos numéricos intrínsecos do *software* para a execução de tal comando, o sinal de fase resultante apresenta algumas deteriorações que não existiam no momento de sua extração. Dentre os sinais modulantes submetidos a demodulação através da implementação da transformada de Hilbert via algoritmo no MATLAB®, verificou-se que os sinais modulantes que variam suavemente em função do tempo, como as funções senos e cossenos, as deteriorações desses mesmos sinais, já demodulados, são menos perceptíveis. Já os sinais modulantes que variam bruscamente em função do tempo – como funções quadradas periódicas – o sinal demodulado não possui aspecto semelhante ao sinal modulante ou, até mesmo, não é possível a realização da demodulação.

### 4.3 CORRELAÇÃO DE SINAIS

Sabe-se que um refletor pontual, em uma imagem ultrassônica, possui aspectos visuais semelhantes à imagem de referência usada para sua detecção e que a semelhança do sinal de corte passando pelo refletor e o sinal de referência está diretamente ligada à discretização do intervalo de busca, conforme visto no Capítulo 2. Porém, até o momento, apenas comparações visuais entre os dois sinais foram feitas. Um modo mais sofisticado para esse tipo de comparação é a submissão dos sinais à correlação de Pearson. Trata-se de um método estatístico que aponta o nível de relação – ou dependência linear – entre dois sinais aleatórios (RODGERS et al., 1988).

A correlação de Pearson é definida segundo a equação (40):

$$r_p = \frac{\sum(x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{(\sum(x_i - \bar{x})^2)(\sum(y_i - \bar{y})^2)}} \quad (40)$$

no qual  $x_i$  e  $y_i$  são os pontos dos sinais de referência  $X(t)$  e de corte  $Y(t)$ . Já  $\bar{x}$  e  $\bar{y}$  representam a média de cada um dos sinais. A resposta obtida pela correlação de Pearson pode variar de -1 à 1. Se a correlação de dois sinais resultar em 1, isso indica a semelhança total entre ambos. Caso o resultado da correlação seja -1, significa que os sinais são dependentes, porém opostos. O resultado 0 aponta que o primeiro sinal não depende linearmente do segundo.

Através da correlação de sinais, não só o sinal de referência e o de corte podem ser comparados, mas todos os pontos do meio físico afim de que outros possíveis refletores possam ser identificados mesmo em meio a um certo grau de ruído.

#### 4.3.1 Aplicação da correlação de sinais

A critério de exemplo, foi calculada a correlação de Pearson para dois casos,

onde o primeiro envolveu o pulso ultrassônico convencional juntamente com o sinal de corte obtido na localização do refletor e o segundo, a fase instantânea desse mesmo sinal de amplitude em conjunto com o respectivo sinal de corte. As características do meio físico e do *array* são os mesmos da Tabela 1. O refletor também continua posicionado em [0 25]mm.

O valor de  $dr$  e  $d\theta$  não só interferem na qualidade da imagem, como visto no Capítulo 2, mas, também, são de extrema importância para a correlação de Pearson uma vez que a amostragem do sinal de corte do refletor também está diretamente relacionada à resolução do mesmo e, para o resultado mais factível em relação a correlação, torna-se necessário a delimitação da amostragem dos sinais de eco e de referência a um mesmo número de pontos.

Sabe-se que o número de pontos que forma o sinal de pulso ultrassônico de referência está intimamente relacionado ao número de ciclos desse sinal e às frequências de funcionamento de cada transdutor e a de amostragem, cujo valor é designado por algoritmo. Dessa forma, o número de pontos  $N_{sr}$  é calculado pela equação (41):

$$N_{sr} = \frac{N_c T}{dt}, \quad (41)$$

onde:  $N_c$  = Número de ciclos do pulso ultrassônico;

$T$  = Período do sinal ultrassônico (inverso à frequência do pulso ultrassônico  $f_0$ );

$dt$  = período de amostragem (inverso à frequência de amostragem  $f_s$ );

O número de pontos  $N_{sc}$  do sinal de corte do refletor, por sua vez, pode ser calculado através da equação (42).

$$N_{sc} = \frac{c N_c}{2 f_0 dz}, \quad (42)$$

sendo  $dz$  a resolução axial do refletor.

Igualando as equações (41) e (42) para encontrar o mesmo número de pontos dos sinais de corte e de referência, é visto que a resolução axial do refletor tem um valor pré-estabelecido que depende da frequência de amostragem e da velocidade do meio físico, conforme visto na equação (43):



$$dr = \frac{c dt}{2}, \quad (43)$$

$$dr = \frac{1540 \times \frac{1}{100 \times 10^6}}{2} = 7,7 \times 10^{-6}m, \quad (44)$$

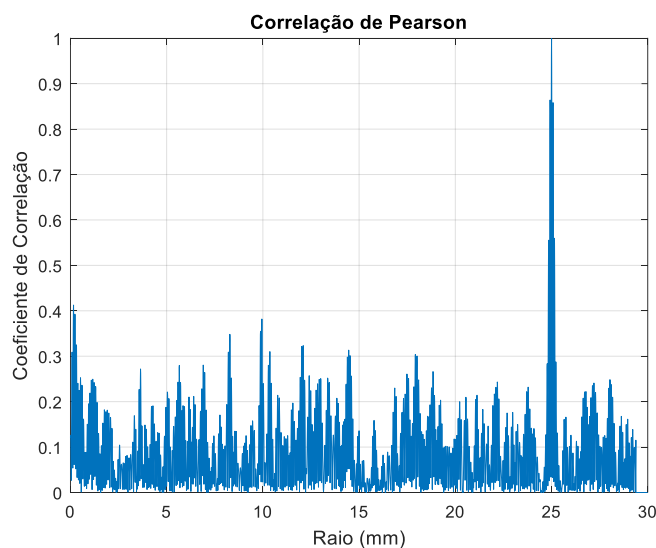
Assim, para que o número de pontos do sinal de referência e o sinal de corte do refletor sejam os mesmos afim de que o cálculo da correlação entre ambos seja a mais coerente possível, é necessário que o intervalo de discretização da imagem seja igual a  $7,7 \times 10^{-6}m$ .

Com o valor de resolução axial calculado pela equação (44), foi possível construir uma nova imagem ultrassônica. O sinal de corte do refletor foi obtido através de uma varredura centrada em  $90^\circ$  que percorreu todo o raio da imagem.

Quanto à interpretação do coeficiente de correlação, a variação tem o seguinte significado (HINKLE et al., 2003):

- 0,9 à 1 – correlação muito forte;
- 0,7 à 0,9 – correlação forte;
- 0,5 à 0,7 – correlação moderada;
- 0,3 à 0,5 – correlação fraca;
- 0 à 0,3 – correlação desprezível.

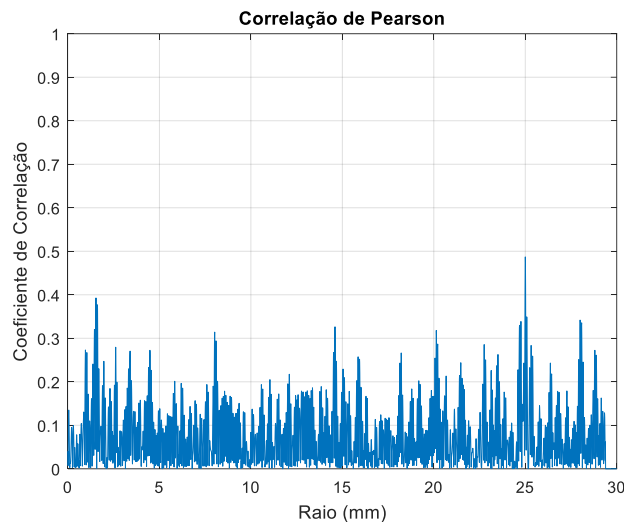
O resultado da correlação entre o sinal de referência gaussiano e o sinal de corte, para SNR = 20dB, é apresentado na Figura 20:



**Figura 20 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica ( $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB)**  
**Fonte: Autoria própria.**

É visto na Figura 20 que o maior coeficiente de correlação se encontra justamente no raio de 25mm do *array* de transdutores, indicando a localização do refletor nessa posição. Nas demais posições o coeficiente de correlação chega a 0,4, indicando correlação fraca.

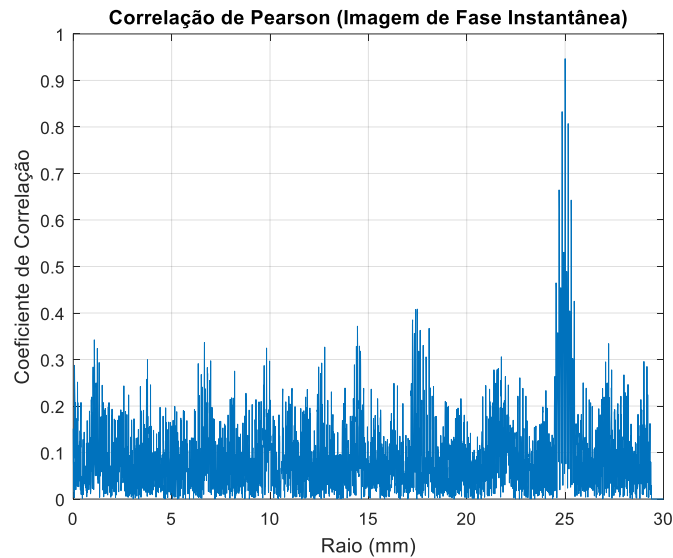
Escolhendo um ângulo aleatório como  $60^\circ$  na imagem ultrassônica e fazendo a mesma varredura por todo o raio desse ângulo, o resultado da correlação com o sinal de referência é apresentado na Figura 21:



**Figura 21 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica ( $\theta = 60^\circ$  e SNR = 20dB)**  
**Fonte: Autoria própria.**

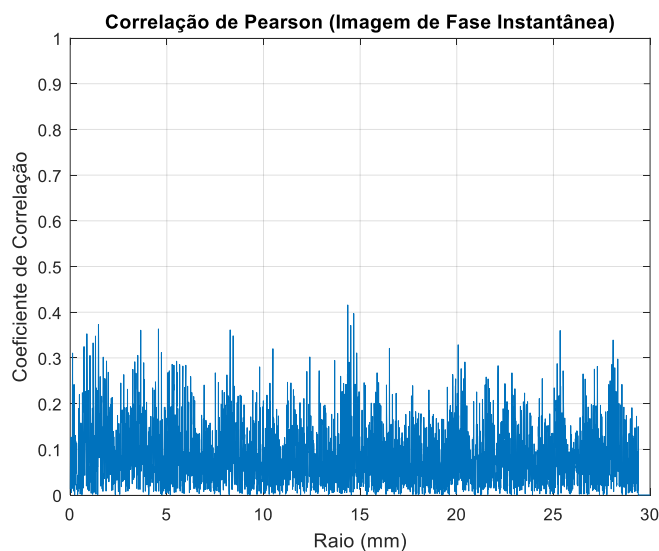
Observa-se que a correlação em 25mm ainda é maior em relação às demais posições, mesmo com a mudança de ângulo, porém é considerada fraca. A correlação mais alta na posição de 25mm e  $60^\circ$  é em decorrência dos ruídos que seguem o refletor, os quais podem ser observados na da imagem convencional, conforme exemplificado na Figura 11.

As imagens construídas a partir da fase instantânea dos sinais ultrassônicos são mais imunes aos ruídos que seguem o refletor, porém apresentam menor desempenho na detecção dos mesmos se comparados com a correlação dos sinais convencionais sob um mesmo valor de SNR. Aplicando a correlação de Pearson entre a fase instantânea do sinal de corte e a de referência, e fazendo-se a varredura em todo o raio da imagem em um ângulo de  $90^\circ$ , é gerada a Figura 22 que consta de um coeficiente de correlação muito forte na posição de 25mm, conforme previsto. Em comparação à correlação da imagem convencional apresentada na Figura 20, é visto que o coeficiente calculado na posição de 25mm é menor e as posições muito próximas também possuem coeficiente de correlação alta.



**Figura 22 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica de fase ( $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB)**  
Fonte: Autoria própria.

No entanto, ao posicionar o ângulo de varredura da imagem para  $60^\circ$ , afim de obter o coeficiente de correlação para destacar ruídos ou possíveis refletores, é visto na Figura 23 que o coeficiente em todo o raio do ângulo é considerado fraco, inibindo qualquer suspeita de presença de refletor. É possível perceber, também, que o coeficiente de correlação em outros pontos é maior que na posição de 25mm, porém muito distantes do valor considerado moderado.



**Figura 23 – Correlação de Pearson em imagem ultrassônica de fase ( $\theta = 60^\circ$  e SNR = 20dB)**  
Fonte: Autoria própria.

## 5 SIMULAÇÃO E RESULTADOS

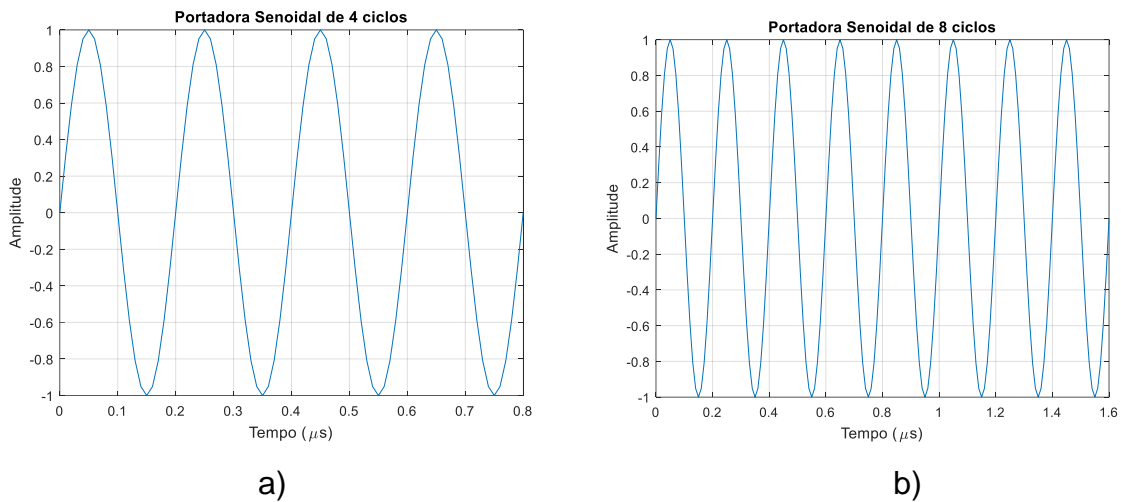
Embora existam diversas possibilidades para a modulação em fase do sinal de referência, para esse trabalho, foram escolhidos seis sinais modulantes cujas diferenças estão associadas às suas funções no tempo ou até mesmo ao valor atribuído ao desvio de fase. Em relação ao aspecto da portadora, foi adotado um sinal senoidal com quatro ciclos e variação para oito em um dos casos. Na Tabela 3 são apresentados, com mais detalhes, os sinais de referência adotados em cada simulação:

**Tabela 3 – Informações da portadora e sinal modulante**

Sinal Portadora			Sinal Modulante			
Aspecto do Sinal	Frequência $f$	Nº de Ciclos	Aspecto do Sinal	Frequência $f$	Nº de Ciclos	Desvio de Fase $\delta_p$
I - Senoide (envoltória gaussiana)	$f_0$	4	-	-	-	-
II - Senoide	$f_0$	4	Senoide com constante -1 de $\frac{1}{2}$ à $\frac{3}{4}$ do sinal	$f_0/8$	1	1
III - Senoide	$f_0$	4	Senoide com constante -1 de $\frac{1}{2}$ à $\frac{3}{4}$ do sinal	$f_0/8$	1	1/2
IV - Senoide	$f_0$	4	Senoide com constante -1 de $\frac{1}{2}$ à $\frac{3}{4}$ do sinal	$f_0/8$	1	5
V - Senoide	$f_0$	8	Senoide com constante -1 de $\frac{1}{2}$ à $\frac{3}{4}$ do sinal	$f_0/16$	1	1
VI - Senoide	$f_0$	4	Quadrado	$f_0/4$	1	2
VII - Senoide	$f_0$	4	Triângulo	$f_0/4$	1	2

Fonte: Autoria própria

O sinal I é o pulso sem qualquer modulação angular, já apresentado na Figura 5. Dos sinais II ao VII, nota-se que apenas a portadora V é diferente das demais. A representação gráfica das portadoras de II à VII é apresentada na Figura 24.



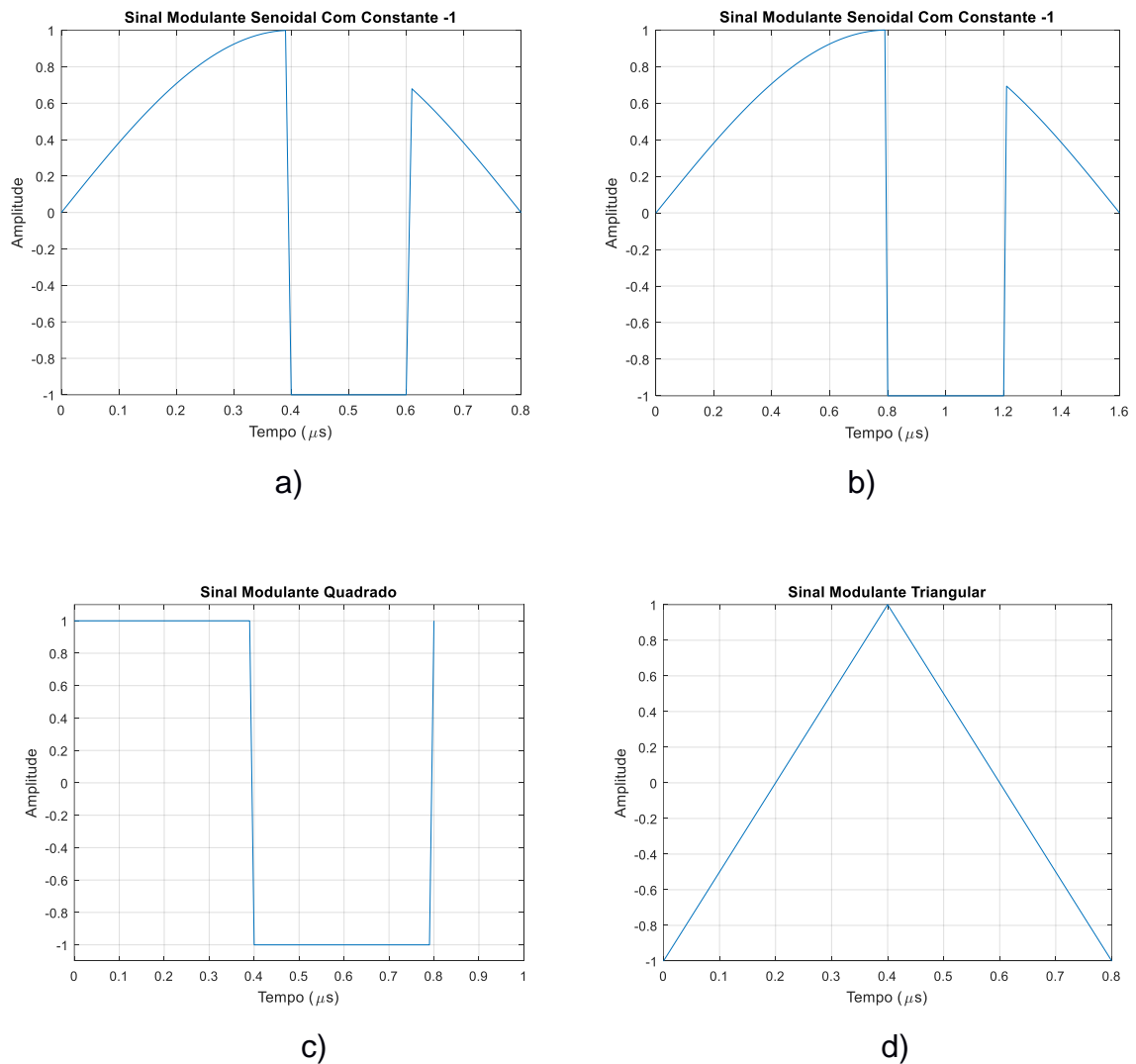
**Figura 24 – a) Sinal portadora dos casos II, III, IV, VI e VII; b) Sinal portadora do caso V.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Os diferentes sinais modulantes estão ilustrados na Figura 25. Conforme visto na Tabela 3, os sinais modulantes são totalmente diferentes nos casos VI e VII, sendo representados, respectivamente, por uma função degrau e uma função rampa, conforme descrito nas equações (45) e (46):

$$f(t) = u(t) - 2u(t - 0,4 \times 10^{-6}s) + u(t - 0,8 \times 10^{-6}s) \quad (45)$$

$$f(t) = \begin{cases} 5t - 1, & 0s \leq t < 0,4\mu s \\ -5t + 3, & 0,4\mu s \leq t \leq 0,8\mu s \end{cases} \quad (46)$$

As diferenças entre as portadoras senoidais com constante -1 são evidenciadas somente no processo de modulação em fase, devido ao desvio de fase  $\delta_p$  adotado em cada caso. A representação gráfica dos sinais modulantes – sem os respectivos desvios de fase – é ilustrada na Figura 25:



**Figura 25 – a) Sinal modulante das portadoras II, III e IV; b) Sinal modulante da portadora V; c) Sinal modulante da portadora VI; d) Sinal modulante da portadora VII.**  
**Fonte: Autoria própria.**

## 5.1 CORRELAÇÃO DOS SINAIS MODULADOS

### 5.1.1 Objetivos e vantagens da correlação de sinais modulados

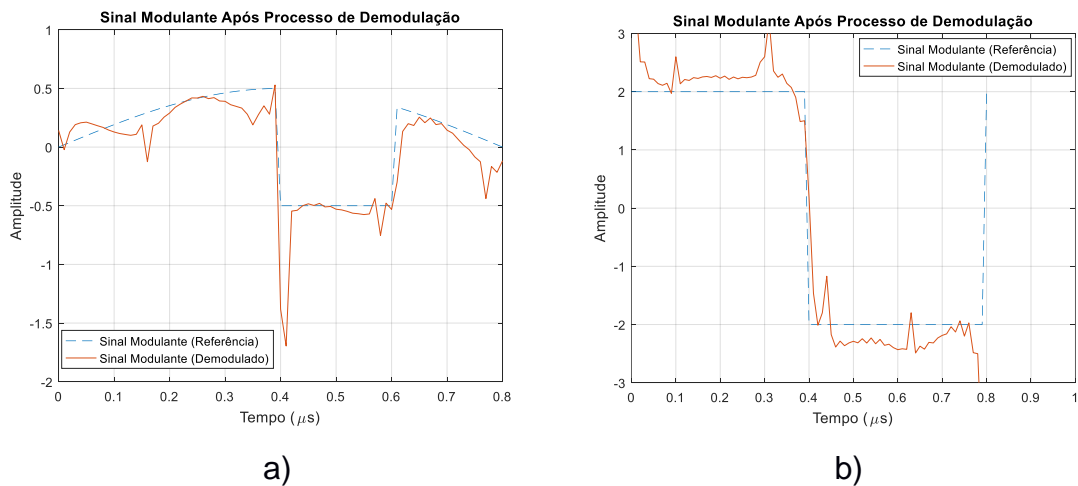
O principal objetivo da correlação de sinais neste trabalho é o auxílio quanto à localização de um possível refletor. Após a construção da imagem ultrassônica usando o método TFM e sinais de referência modulados em fase, é aplicada a correlação de sinais entre o sinal modulante e um corte na imagem para um

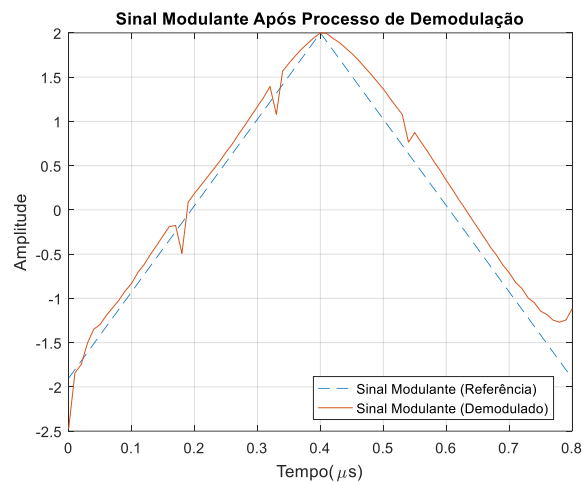
determinado ângulo. Este procedimento é feito para diferentes ângulos. Para um dado valor, faz-se a correlação do sinal de referência para diferentes trechos do sinal de corte, isto é, iniciando em diferentes posições (raios).

Para fins de comparação, será feita a correlação de ambos os sinais usados para construir as imagens convencionais (amplitude) e as imagens de fase instantânea. Devido à maior imunidade dos sinais modulados em ângulo frente a ruídos provenientes do meio físico, comparados a sinais ultrassônicos de amplitude, espera-se que inserção de uma informação na fase de cada pulso de ultrassom contribua para o aumento dos coeficientes de correlação, mesmo para baixas SNRs.

Outra vantagem do uso de sinais ultrassônicos modulados em fase para formação de imagens é que, feita a correlação desses mesmos sinais com os respectivos sinais de corte, os locais que apresentarem coeficiente de correlação forte, ou até mesmo os pontos em que os refletores eram conhecidos previamente, podem ser submetidos à demodulação de fase que consiste na extração e identificação do sinal modulante  $m(t)$ . Dessa forma, o processo de demodulação pode ser mais uma opção para diferenciar refletores de artefatos tendo em vista que apenas os sinais de corte que formaram os refletores possuirão informação na fase.

Apenas para exemplificação, os sinais modulados nos casos *III*, *VI* e *VII*, após serem usados para construção de imagem ultrassônica com as mesmas características da Tabela 1 (exceto a SNR que nesse caso equivale a 10dB), foram submetidos à demodulação de fase afim de que o único refletor posicionado em [0 25mm] fosse localizado. As informações extraídas dos sinais de corte coletados na posição do refletor são apresentadas na Figura 26:





c)

**Figura 26 – Sinais dos casos a) III, b) VI e c) VII demodulados**  
**Fonte: Autoria própria**

Em uma primeira análise é visto que os sinais demodulados possuem irregularidades se comparados com os sinais modulantes. Isso é decorrência do ruído intrínseco no sistema, do próprio sinal usado para a modulação e, como visto anteriormente, das limitações do *software* usado para o pós-processamento. Tendo em vista que a gama de sinais para modulação em fase de um sinal ultrassônico é infinita, abre-se um campo de estudo para a identificação dos sinais modulantes que possuam melhor desempenho no processo de demodulação e, também, quais os melhores algoritmos e comandos para tal função.

## 5.2 RESULTADOS

Para cada sinal de referência modulado em fase – proposto na Tabela 3 – foi analisada a correlação dos mesmos com o sinal de corte para diferentes SNRs. A posição do *array* no meio físico, as características dos elementos que o constitui e o próprio meio físico são semelhantes aos apresentados na Tabela 1, exceto o número de ciclos dos sinais de referência e a SNR que mudam a cada etapa da simulação.

Quanto à posição do refletor no meio físico, foi designada a mesma localização adotada nos exemplos anteriores desse trabalho, ou seja, o refletor permaneceu posicionado em  $[0, 25]$ mm, em coordenadas cartesianas de forma que,



com os parâmetros adotados para o *array* e adotando as coordenadas polares para a varredura, a correlação em todo o raio da imagem em um ângulo de 90° fosse o suficiente para apontar a presença do refletor na posição de pré-determinada. Os valores de SNR adotados para a simulação de cada sinal modulado são: 20dB, 5dB, 0dB, -5dB, -10dB, -20dB, -25dB e -30dB.

Também se optou por realizar varreduras em ângulos distintos do meio físico para analisar a correlação dos sinais em posições onde não há evidências de refletores. Por convenção, foram propostos os ângulos de 30°, 60° e 90°. Dessa forma, é esperado que em 90° a correlação no raio de 25mm seja alta e nos demais pontos desse ângulo sejam baixos. Já para os demais ângulos é esperado que a correlação seja baixa em todos os pontos. É evidente que a SNR interferirá na correlação dos sinais, pois, quanto menor for a relação sinal-ruído do sistema, menor é a semelhança entre o sinal de referência e o de corte e maiores são as chances de caracterização de artefatos como refletores.

### 5.2.1 Sinal de Referência /

Para a primeira simulação foi usado o sinal de referência convencional (pulso senoidal com envoltória gaussiana e sem modulação de fase). Para todos os valores de SNR e de ângulos mencionados anteriormente, foram coletados os coeficientes de correlação no raio de 25mm onde existe a presença de refletor e, também, uma localização aleatória (escolhido o raio de 10mm) apenas para análise da correlação em pontos onde não há incidências de refletor. Em todos esses casos foram coletados o maior coeficiente de correlação de um raio cuja presença de refletor não foi pré-determinada, além de sua respectiva localização. Toda a dinâmica feita nessa primeira simulação é retomada para os demais sinais de referência modulados em fase.

Para o sinal de referência / e seu sinal de fase instantânea, ambos representados na Figura 27, os coeficientes de correlação com seus respectivos sinais de corte é apresentado na Tabela 4:

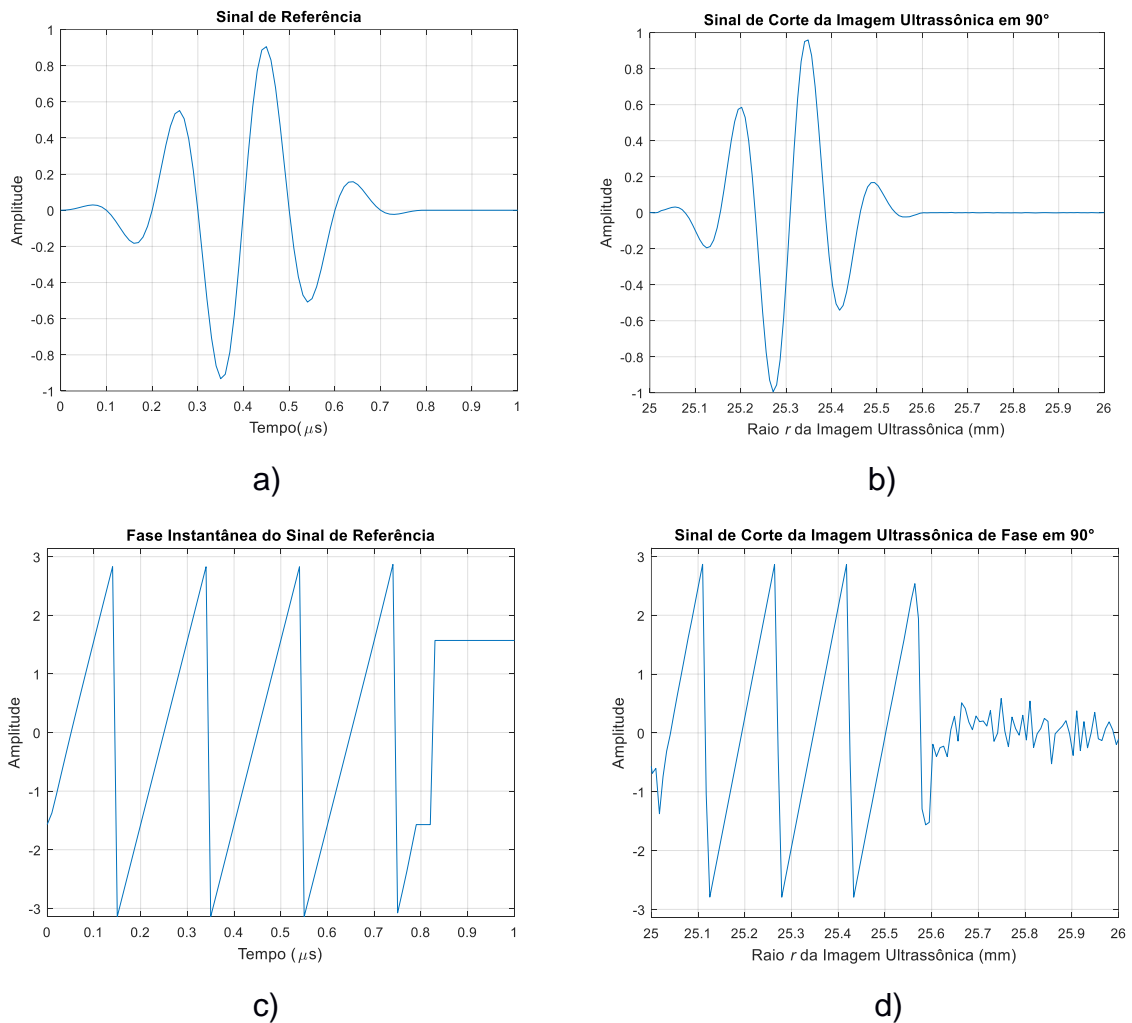


Figura 27 – a) Sinal de referência  $I$ ; b) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência  $I$ ; d) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB  
 Fonte: Autoria própria.

Tabela 4 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais  $I$ )

		(continua)						
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase				
		SNR = 20dB			SNR = 20dB			
		30°	60°	90°	30°	60°	90°	
<b>10mm</b>		0,2190	0,0101	0,0900	<b>10mm</b>	0,0573	0,0759	0,0024
<b>25mm</b>		0,8560	0,4807	0,9994	<b>25mm</b>	0,1961	0,0706	0,9413
<b>maior correlação ruído</b>		0,3455	0,3945	0,3792	<b>maior correlação ruído</b>	0,3841	0,4017	0,3581
		28,45mm	6,01mm	11,81mm		5,21mm	12,54mm	5,49mm

Tabela 4 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais  $l$ )

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0940	0,0597	0,0658	<b>10mm</b>	0,1259	0,0032	0,0784
<b>25mm</b>	0,7662	0,4997	0,9993	<b>25mm</b>	0,1815	0,1320	0,8727
<b>maior correlação ruído</b>	0,3714 18,59mm	0,4113 15,68mm	0,4467 13,46mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3862 18,44mm	0,3539 2,09mm	0,3775 7,92mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0438	0,0451	0,0140	<b>10mm</b>	0,1274	0,0565	0,0684
<b>25mm</b>	0,7150	0,4699	0,9993	<b>25mm</b>	0,2338	0,2085	0,8741
<b>maior correlação ruído</b>	0,4135 14,18mm	0,4355 22,79mm	0,3609 9,10mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3778 3,75mm	0,3892 3,39mm	0,3804 11,97mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0410	0,1856	0,0818	<b>10mm</b>	0,1079	0,0463	0,3116
<b>25mm</b>	0,5411	0,5017	0,9991	<b>25mm</b>	0,2288	0,0791	0,8354
<b>maior correlação ruído</b>	0,3553 11,19mm	0,3876 21,63mm	0,4592 9,46mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3637 8,10mm	0,3893 12,98mm	0,4851 9,54mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0736	0,0318	0,0082	<b>10mm</b>	0,0402	0,0932	0,2001
<b>25mm</b>	0,3714	0,2846	0,9986	<b>25mm</b>	0,1343	0,1445	0,8058
<b>maior correlação ruído</b>	0,3616 14,38mm	0,3480 14,77mm	0,3818 1,69mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4695 1,25mm	0,3767 17,19mm	0,4303 4,22mm
<b>SNR = -20dB</b>				<b>SNR = -20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1184	0,0300	0,1222	<b>10mm</b>	0,0924	0,0648	0,0948
<b>25mm</b>	0,1703	0,0675	0,9894	<b>25mm</b>	0,1251	0,0672	0,6435
<b>maior correlação ruído</b>	0,3461 11,20mm	0,3854 13,01mm	0,3877 7,90mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3895 11,20mm	0,4273 17,16mm	0,3792 5,93mm

Tabela 4 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais  $l$ )

(conclusão)							
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase			
SNR = -25dB				SNR = -25dB			
	30°	60°	90°		30°	60°	90°
10mm	0,1206	0,0054	0,0841	10mm	0,0164	0,0969	0,1536
25mm	0,3507	0,0985	0,9682	25mm	0,0589	0,0911	0,6008
maior correlação ruído	0,3507 25,54mm	0,3459 3,08mm	0,4032 0,46mm	maior correlação ruído	0,3835 5,84mm	0,3864 22,90mm	0,4045 12,27mm
SNR = -30dB				SNR = -30dB			
	30°	60°	90°		30°	60°	90°
10mm	0,0435	0,0170	0,0507	10mm	0,0017	0,0806	0,0442
25mm	0,0895	0,0151	0,9109	25mm	0,0663	0,0796	0,4770
maior correlação ruído	0,3447 12,46mm	0,4038 24,59mm	0,4626 6,84mm	maior correlação ruído	0,3945 1,61mm	0,4308 27,60mm	0,3997 6,92mm
SNR = -50dB				SNR = -50dB			
	30°	60°	90°		30°	60°	90°
10mm	0,0937	0,0216	0,0770	10mm	0,0900	0,0696	0,0705
25mm	0,0225	0,0677	0,0162	25mm	0,0856	0,0534	0,0940
maior correlação ruído	0,4097 6,77mm	0,3793 20,21mm	0,3341 4,94mm	maior correlação ruído	0,3886 13,51mm	0,5019 20,05mm	0,3794 10,24mm

Fonte: Autoria Própria

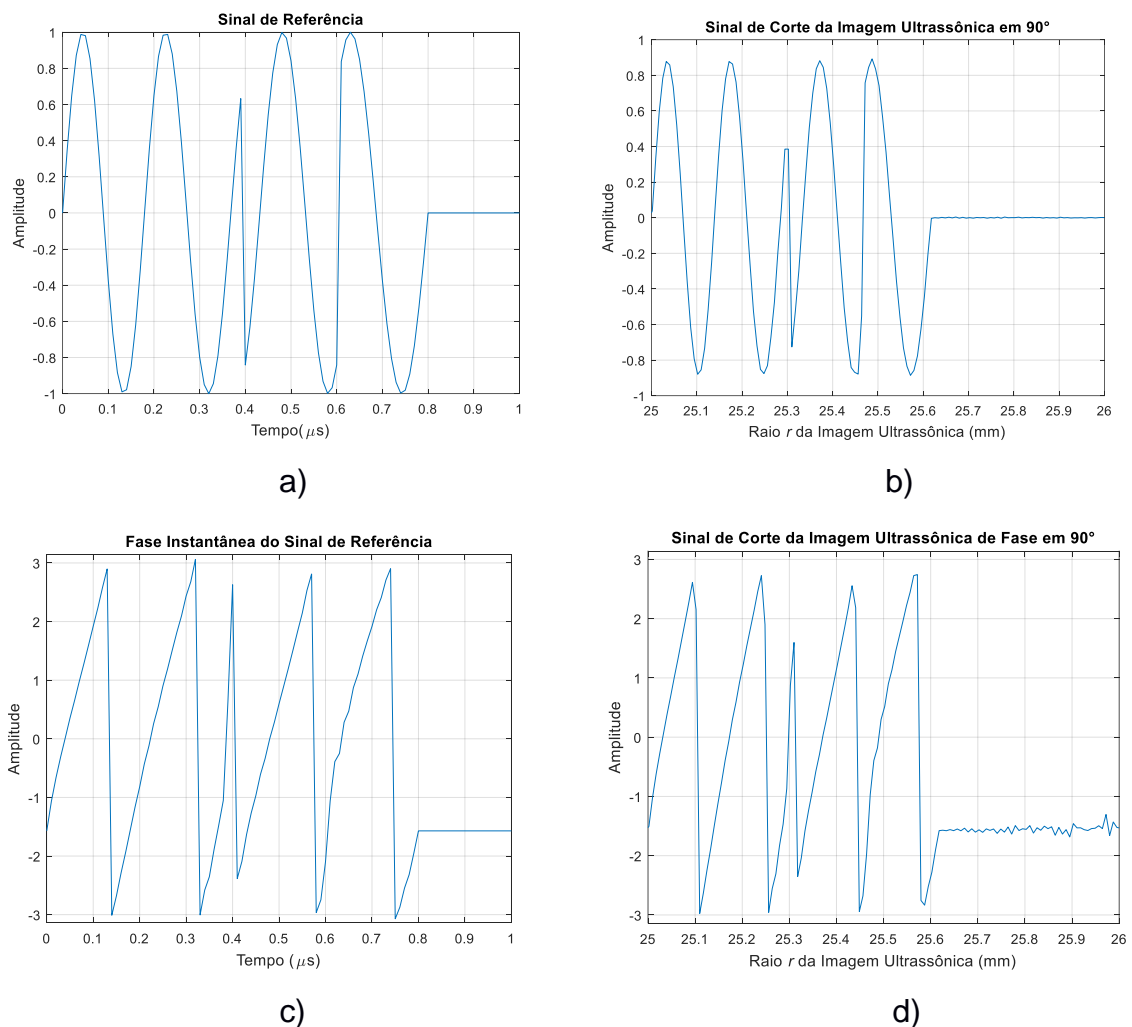
Em uma primeira análise da Tabela 4 é possível concluir que a correlação dos sinais de fase é significativamente prejudicada à medida que a SNR é diminuída a cada etapa. A correlação dos sinais de amplitude, por sua vez, permanece muito forte até -30dB e diminui drasticamente em SNR de -50dB. Quanto aos demais ângulos analisados, é visto que a correlação dos sinais convencionais no raio de 25mm e ângulos de 30° chega a ser alta quando a SNR é delimitada em 20dB e 5dB. O mesmo não acontece na correlação dos sinais em fase, concluindo que os ruídos que seguem o refletor, em uma imagem ultrassônica convencional feita por 8 elementos, são desconsiderados quando a mesma imagem é construída a partir da fase instantânea do sinal de referência.

Em relação à correlação de locais sem presença de refletores, foi visto que

em todos os casos o maior coeficiente de correlação ficou em torno de 0,4 e suas posições foram aleatórias a cada SNR analisada. Apenas para a SNR de -50dB houve um coeficiente de correlação moderado (0,5019) nas posições  $r = 20,05\text{mm}$  e  $\theta = 60^\circ$  para sinais de fase instantânea.

### 5.2.2 Sinal de Referência II

A partir do segundo sinal de referência e de sua fase instantânea, ambas apresentadas na Figura 28, é possível observar a nova envoltória da portadora senoidal após a modulação em fase com o sinal senoidal com constante -1.



**Figura 28 – Sinal de referência II; b) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência II; d) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB. Fonte: Autoria própria.**

**Tabela 5 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais //)**

(continua)

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 20dB</b>				<b>SNR = 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0805	0,0608	0,0225	<b>10mm</b>	0,0882	0,0443	0,1962
<b>25mm</b>	0,3345	0,4445	0,9982	<b>25mm</b>	0,2184	0,3372	0,9940
<b>maior correlação ruído</b>	0,4138 6,70mm	0,3831 7,04mm	0,3502 23,18mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4878 8,02mm	0,4023 5,41mm	0,3363 3,10mm
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0320	0,0676	0,1101	<b>10mm</b>	0,0870	0,0187	0,0967
<b>25mm</b>	0,3343	0,4402	0,9982	<b>25mm</b>	0,2287	0,3512	0,9920
<b>maior correlação ruído</b>	0,3963 24,24mm	0,3907 7,14mm	0,3279 23,00mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3668 24,05mm	0,3655 27,60mm	0,3557 1,93mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1279	0,0684	0,1751	<b>10mm</b>	0,02962	0,1760	0,0858
<b>25mm</b>	0,3388	0,4521	0,9982	<b>25mm</b>	0,3037	0,3181	0,9894
<b>maior correlação ruído</b>	0,3893 22,69mm	0,3505 24,36mm	0,4056 26,2mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3632 1,83mm	0,4131 0,97mm	0,4010 9,80mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1191	0,0407	0,1207	<b>10mm</b>	0,0799	0,0437	0,0020
<b>25mm</b>	0,3273	0,4401	0,9978	<b>25mm</b>	0,3138	0,2703	0,9800
<b>maior correlação ruído</b>	0,3713 27,86mm	0,4022 5,44mm	0,4189 10,51mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4362 18,23mm	0,3761 21,28mm	0,4483 17,18mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0370	0,0439	0,0464	<b>10mm</b>	0,1889	0,0978	0,0816
<b>25mm</b>	0,2096	0,4372	0,9977	<b>25mm</b>	0,2403	0,2370	0,9393
<b>maior correlação ruído</b>	0,3895 13,54mm	0,3704 2,57mm	0,3582 9,16mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3925 24,4mm	0,4039 9,29mm	0,4091 17,36mm

**Tabela 5 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais //)**

				(conclusão)			
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase			
<b>SNR = -20dB</b>				<b>SNR = -20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0895	0,0117	0,0668	<b>10mm</b>	0,1246	0,1650	0,0950
<b>25mm</b>	0,1726	0,3107	0,9828	<b>25mm</b>	0,1511	0,1651	0,8544
<b>maior correlação ruído</b>	0,3388 0,92mm	0,5152 0,21mm	0,3984 10,04mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3878 8,19mm	0,4063 5,31mm	0,4011 17,55mm
<b>SNR = -25dB</b>				<b>SNR = -25dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1128	0,1170	0,1193	<b>10mm</b>	0,0445	0,0678	0,1183
<b>25mm</b>	0,1811	0,2989	0,9658	<b>25mm</b>	0,1444	0,0697	0,8216
<b>maior correlação ruído</b>	0,4171 14,18mm	0,3951 17,72mm	0,3638 15,16mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3927 21,05mm	0,4183 24,75mm	0,3765 0,84mm
<b>SNR = -30dB</b>				<b>SNR = -30dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0928	0,0588	0,0605	<b>10mm</b>	0,0524	0,0505	0,0142
<b>25mm</b>	0,0270	0,1818	0,9229	<b>25mm</b>	0,0010	0,2252	0,6892
<b>maior correlação ruído</b>	0,4280 5,54mm	0,3743 1,57mm	0,4678 23,81mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4299 5,47mm	0,4470 2,86mm	0,4753 24,67mm
<b>SNR = -50dB</b>				<b>SNR = -50dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1660	0,1497	0,2058	<b>10mm</b>	0,0395	0,0319	0,1942
<b>25mm</b>	0,1320	0,0554	0,1901	<b>25mm</b>	0,0873	0,1223	0,0444
<b>maior correlação ruído</b>	0,3765 16,92mm	0,4053 8,44mm	0,4170 5,98mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3840 27,80mm	0,4502 27,05mm	0,4128 22,28mm

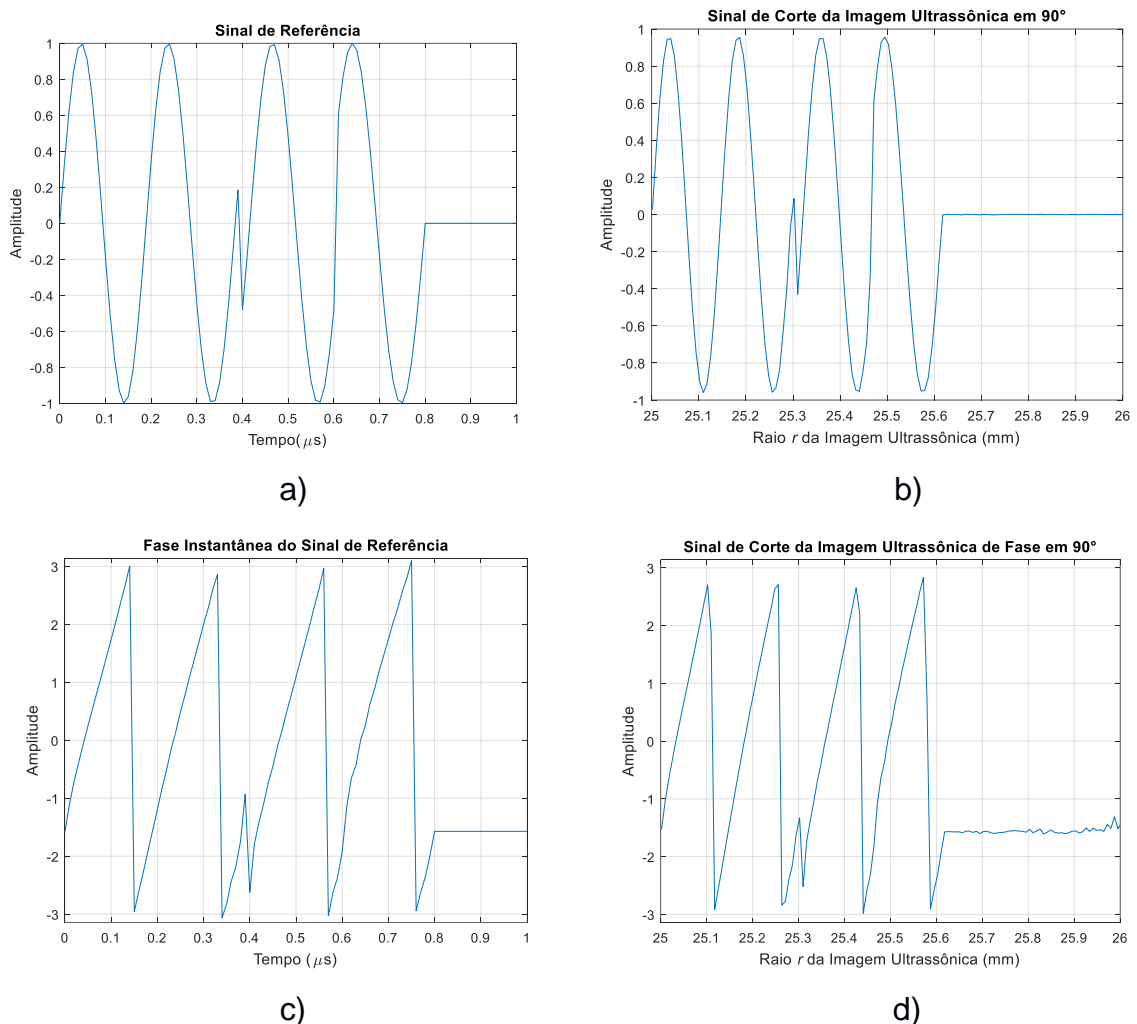
Fonte: Autoria própria

Semelhantemente aos resultados de correlação para o sinal convencional sem modulação, os coeficientes obtidos pela correlação dos sinais de amplitude do caso // permaneceram muito fortes até a SNR de -30dB, caindo bruscamente em -50dB. O coeficiente de correlação entre os sinais de fase também caiu mais rapidamente conforme a diminuição da SNR, porém, diferentemente do caso I, permaneceu muito forte até a SNR de -10dB. Forte coeficiente de correlação para os demais ângulos analisados não foi constatado no caso // e o maior coeficiente de correlação para locais sem presença de refletor foi de 0,5152, em um raio  $r$  de 0,21mm

e ângulo  $\theta$  de  $60^\circ$  da imagem ultrassônica construída pelos sinais de amplitude.

### 5.2.3 Sinal de Referência III

O sinal de referência III, apresentado na Figura 29, é resultado da modulação em fase da portadora senoidal de 4 ciclos e frequência  $f_0$  com o sinal modulante senoidal com constante  $-1$ , cuja frequência é equivalente a  $f_0/8$  e o desvio de fase igual a  $1/2$ . As correlações dos sinais de referência convencional e de fase instantânea com seus respectivos sinais de corte são descritas na Tabela 6.



**Figura 29 – Sinal de referência III; b) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência III; d) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB.**

Fonte: Autoria própria.



**Tabela 6 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais III)**

(continua)

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 20dB</b>				<b>SNR = 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,2406	0,1315	0,1659	<b>10mm</b>	0,1096	0,0018	0,0636
<b>25mm</b>	0,3385	0,3611	0,9990	<b>25mm</b>	0,1832	0,2517	0,9863
<b>maior correlação ruído</b>	0,3797 24,21mm	0,3978 7,13mm	0,4300 18,96mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3780 7,41mm	0,4224 16,64mm	0,3815 28,71mm
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0383	0,0537	0,1009	<b>10mm</b>	0,0864	0,0058	0,0586
<b>25mm</b>	0,3240	0,3657	0,9990	<b>25mm</b>	0,2547	0,2241	0,9851
<b>maior correlação ruído</b>	0,4140 8,19mm	0,3708 0,92mm	0,4041 2,07mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3662 6,88mm	0,3979 8,20mm	0,4013 18,43mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,2212	0,0141	0,0978	<b>10mm</b>	0,0680	0,1103	0,0301
<b>25mm</b>	0,3378	0,3471	0,9990	<b>25mm</b>	0,2484	0,1922	0,9659
<b>maior correlação ruído</b>	0,3926 7,21mm	0,3204 9,64mm	0,3711 27,36mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3722 13,42mm	0,3582 18,66mm	0,3318 5,80mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0384	0,0626	0,0506	<b>10mm</b>	0,0033	0,0282	0,0199
<b>25mm</b>	0,3464	0,3447	0,9987	<b>25mm</b>	0,3299	0,2330	0,9695
<b>maior correlação ruído</b>	0,3917 23,84mm	0,4055 20,07mm	0,3890 14,76mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3636 12,30mm	0,3786 28,35mm	0,4169 15,99mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0302	0,0495	0,0831	<b>10mm</b>	0,1568	0,0089	0,1256
<b>25mm</b>	0,3409	0,3259	0,9981	<b>25mm</b>	0,1568	0,1683	0,9459
<b>maior correlação ruído</b>	0,4272 18,19mm	0,3796 25,64mm	0,4064 7,69mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4086 5,00mm	0,3828 10,39mm	0,3789 18,50mm

Tabela 6 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais III)

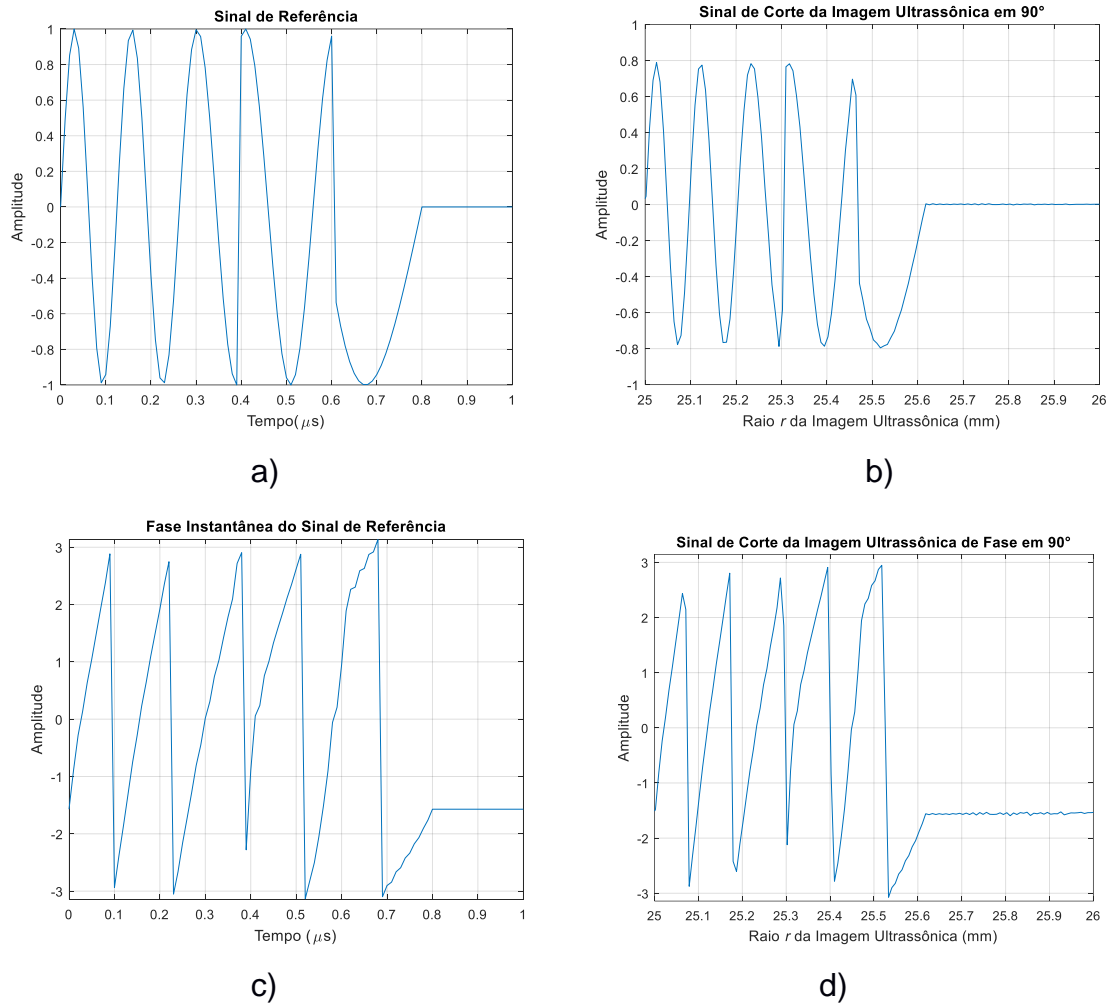
				(conclusão)			
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase			
<b>SNR = -20dB</b>				<b>SNR = -20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0757	0,1245	0,0773	<b>10mm</b>	0,0644	0,2564	0,1176
<b>25mm</b>	0,1422	0,3297	0,9913	<b>25mm</b>	0,2447	0,0675	0,8221
<b>maior correlação ruído</b>	0,3765 23,81mm	0,4328 21,84mm	0,3284 22,44mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4619 8,46mm	0,3746 25,56mm	0,4590 13,64mm
<b>SNR = -25dB</b>				<b>SNR = -25dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1575	0,1599	0,1541	<b>10mm</b>	0,1069	0,0831	0,0024
<b>25mm</b>	0,1015	0,3054	0,9707	<b>25mm</b>	0,1064	0,0034	0,7451
<b>maior correlação ruído</b>	0,3890 17,27mm	0,3509 6,46mm	0,4097 15,5mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4430 12,34mm	0,3528 6,38mm	0,3526 15,36mm
<b>SNR = -30dB</b>				<b>SNR = -30dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0983	0,0314	0,0717	<b>10mm</b>	0,1889	0,0479	0,0480
<b>25mm</b>	0,1206	0,2532	0,9343	<b>25mm</b>	0,0436	0,0203	0,6367
<b>maior correlação ruído</b>	0,3629 2,06mm	0,3505 15,71mm	0,3830 10,50mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3773 10,06mm	0,3828 28,30mm	0,3813 3,85mm
<b>SNR = -50dB</b>				<b>SNR = -50dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0668	0,1453	0,2169	<b>10mm</b>	0,1399	0,1169	0,1274
<b>25mm</b>	0,1580	0,0172	0,1522	<b>25mm</b>	0,0273	0,1372	0,0562
<b>maior correlação ruído</b>	0,4084 7,57mm	0,4064 18,52mm	0,4142 10,73mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3976 7,49mm	0,3809 16,79mm	0,4585 2,83mm

Fonte: Autoria própria

Os resultados das correlações do caso III, mais especificamente dos sinais de amplitude, indicaram que o coeficiente se manteve muito forte até a SNR de -30dB. Os coeficientes para os sinais de fase instantânea também foram menores comparados aos resultados do caso II, porém maiores em relação ao sinal convencional não modulado. O coeficiente de correlação nos demais pontos onde não havia presença de refletor variaram, no máximo, em torno de 0,46.

### 5.2.4 Sinal de Referência IV

Alterando o desvio de fase para 5, o sinal de referência IV possui o aspecto apresentado na Figura 30.



**Figura 30 – Sinal de referência IV; b) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência IV; d) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB.**

**Fonte: Autoria própria.**

Na Tabela 7 é apresentado o resultado da correlação dos sinais de referência IV com os respectivos sinais de corte.

**Tabela 7 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais IV)**

(continua)

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 20dB</b>				<b>SNR = 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0699	0,0136	0,0269	<b>10mm</b>	0,2502	0,0798	0,0081
<b>25mm</b>	0,4135	0,5108	0,9979	<b>25mm</b>	0,3632	0,4463	0,9736
<b>maior correlação ruído</b>	0,4973 24,47mm	0,4555 20,87mm	0,4218 7,42mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4737 23,74mm	0,4119 0,68mm	0,3493 7,52mm
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0434	0,0747	0,1495	<b>10mm</b>	0,1186	0,2374	0,1075
<b>25mm</b>	0,4132	0,5107	0,9979	<b>25mm</b>	0,3561	0,4507	0,9780
<b>maior correlação ruído</b>	0,498 24,47mm	0,3922 3,21mm	0,4703 15,13mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4455 23,59mm	0,3925 24,24mm	0,4324 7,70mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0820	0,1142	0,0234	<b>10mm</b>	0,0686	0,1518	0,2201
<b>25mm</b>	0,4166	0,5164	0,9979	<b>25mm</b>	0,3632	0,4415	0,9584
<b>maior correlação ruído</b>	0,4457 5,76mm	0,3834 9,17mm	0,3848 4,49mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4991 9,83mm	0,4266 0,85mm	0,3730 8,14mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1539	0,2083	0,1551	<b>10mm</b>	0,0090	0,1174	0,2065
<b>25mm</b>	0,4138	0,5164	0,9976	<b>25mm</b>	0,3727	0,4604	0,9588
<b>maior correlação ruído</b>	0,4242 18,80mm	0,4040 1,88mm	0,3858 15,44mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3654 12,7mm	0,3730 13,43mm	0,4329 17,56mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0209	0,0472	0,0014	<b>10mm</b>	0,1210	0,1425	0,1287
<b>25mm</b>	0,3622	0,5111	0,9965	<b>25mm</b>	0,3414	0,4294	0,9345
<b>maior correlação ruído</b>	0,4454 16,52mm	0,3845 6,47mm	0,3864 8,67mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4154 2,00mm	0,3896 17,69mm	0,3772 11,64mm

Tabela 7 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais *IV*)

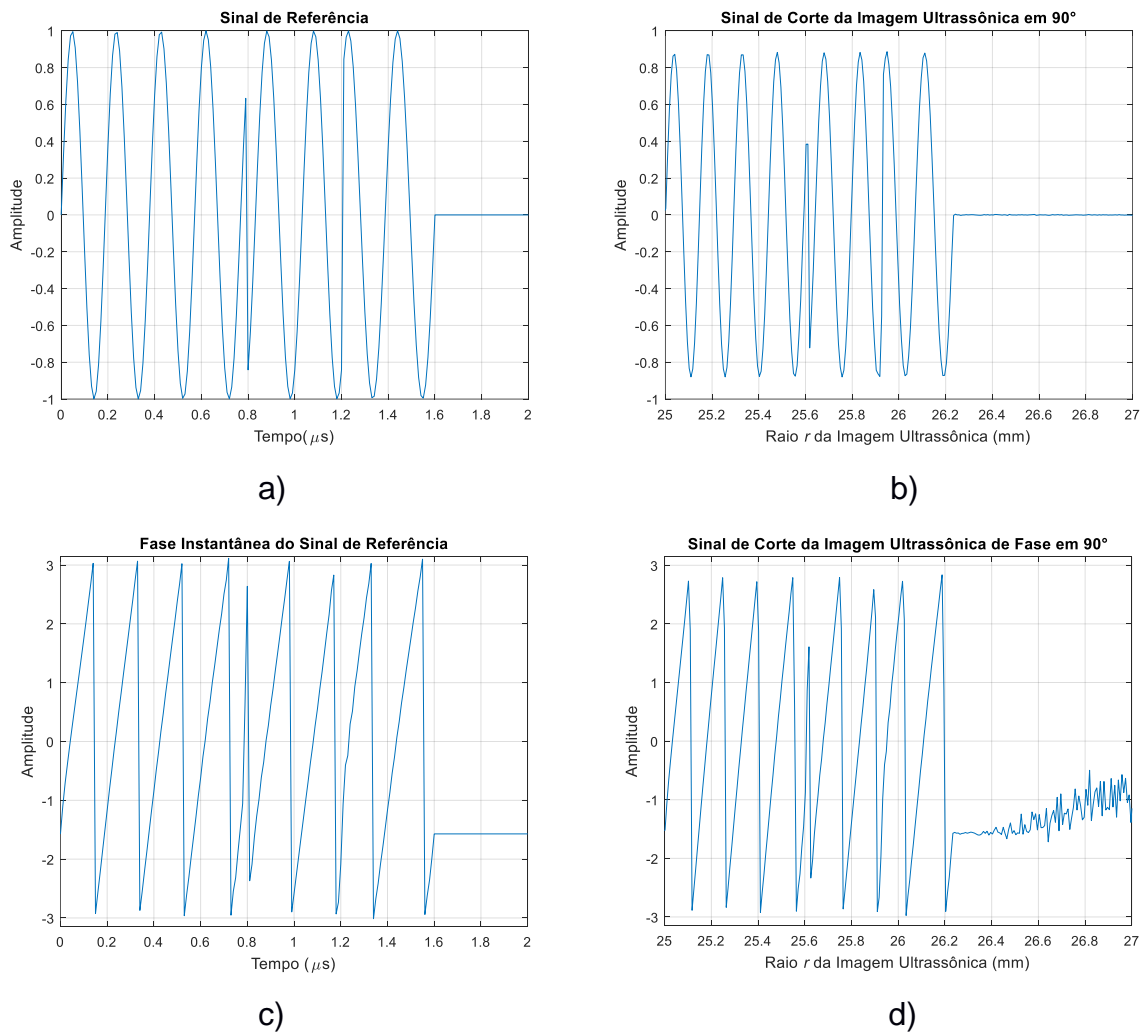
(conclusão)							
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal Fase			
<b>SNR = -20dB</b>				<b>SNR = -20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0299	0,1653	0,0597	<b>10mm</b>	0,0940	0,0250	0,0307
<b>25mm</b>	0,2665	0,5151	0,9880	<b>25mm</b>	0,1965	0,3293	0,8072
<b>maior correlação ruído</b>	0,4457 13,19mm	0,4536 22,68mm	0,4246 7,38mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4123 6,20mm	0,3651 28,54mm	0,4018 21,54mm
<b>SNR = -25dB</b>				<b>SNR = -25dB</b>			
<b>raio/ângulo</b>	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>	<b>raio/ângulo</b>	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0438	0,0415	0,1428	<b>10mm</b>	0,2251	0,0396	0,2736
<b>25mm</b>	0,2393	0,4078	0,9597	<b>25mm</b>	0,2123	0,3528	0,7107
<b>maior correlação ruído</b>	0,3876 1,49mm	0,4401 3,45mm	0,4064 16,38mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4262 16,53mm	0,4086 2,04mm	0,3998 10,04mm
<b>SNR = -30dB</b>				<b>SNR = -30dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0272	0,1232	0,0229	<b>10mm</b>	0,0151	0,0716	0,0008
<b>25mm</b>	0,1507	0,4751	0,8851	<b>25mm</b>	0,0843	0,1417	0,6831
<b>maior correlação ruído</b>	0,4031 15,17mm	0,4147 4,26mm	0,4227 7,09mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3717 13,78mm	0,3758 11,64mm	0,4272 4,56mm
<b>SNR = -50dB</b>				<b>SNR = -50dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0810	0,0660	0,0492	<b>10mm</b>	0,1359	0,1199	0,1021
<b>25mm</b>	0,0099	0,0015	0,1726	<b>25mm</b>	0,1633	0,0570	0,0740
<b>maior correlação ruído</b>	0,4688 11,63mm	0,3350 14,79mm	0,4887 28,22mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4000 22,52mm	0,4298 22,32mm	0,3882 14,79mm

Fonte: Autoria própria

Semelhantemente aos resultados obtidos pelos sinais modulados já analisados, os coeficientes de correlação dos sinais de fase instantânea do caso *IV* foi maior em relação aos sinais de fase sem modulação. Nesse caso, para o sinal de amplitude, o coeficiente se manteve muito forte em -30dB, porém menor que o coeficiente obtido para o sinal sem modulação.

### 5.2.5 Sinal de Referência $V$

Alterando o número de ciclos da portadora para 8 e adotando um desvio de fase igual a 1 para o sinal modulante, além de reduzir sua frequência para  $f_0/16$ , os sinais de referência  $V$  possuem os aspectos demonstrados na Figura 31.



**Figura 31 – Sinal de referência  $V$ ; b) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e  $\text{SNR} = 20\text{dB}$ ; c) Fase instantânea do sinal de referência  $V$ ; d) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e  $\text{SNR} = 20\text{dB}$ .  
Fonte: Autoria própria.**

Os coeficientes de correlação dos sinais de referência  $V$  com os sinais de corte estão agrupados na Tabela 8:

**Tabela 8 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais V)**

(continua)

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 20dB</b>				<b>SNR = 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0873	0,0745	0,0267	<b>10mm</b>	0,0323	0,1664	0,0660
<b>25mm</b>	0,3682	0,5222	0,9987	<b>25mm</b>	0,2305	0,3416	0,9692
<b>maior correlação ruído</b>	0,3310 22,45mm	0,2792 3,17mm	0,3235 2,03mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3074 17,20mm	0,2585 6,78mm	0,2293 13,70mm
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0255	0,1007	0,0893	<b>10mm</b>	0,0113	0,0476	0,0718
<b>25mm</b>	0,3525	0,5230	0,9986	<b>25mm</b>	0,2421	0,3368	0,9648
<b>maior correlação ruído</b>	0,2686 2,43mm	0,2794 2,06mm	0,2425 12,41mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2792 18,82mm	0,2522 5,59mm	0,2614 9,05mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0386	0,0896	0,0346	<b>10mm</b>	0,0493	0,1724	0,0134
<b>25mm</b>	0,3459	0,5070	0,9986	<b>25mm</b>	0,1999	0,4189	0,9518
<b>maior correlação ruído</b>	0,2743 9,73mm	0,2847 23,75mm	0,3224 15,82mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2561 3,34mm	0,2750 18,49mm	0,2653 8,355mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0708	0,0165	0,0554	<b>10mm</b>	0,0992	0,0726	0,0241
<b>25mm</b>	0,3760	0,4859	0,9981	<b>25mm</b>	0,2196	0,3934	0,9370
<b>maior correlação ruído</b>	0,2573 6,94mm	0,2393 10,57mm	0,2515 15,09mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2543 6,33mm	0,3147 2,00mm	0,3169 1,96mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0751	0,0436	0,1182	<b>10mm</b>	0,1463	0,0272	0,0460
<b>25mm</b>	0,2896	0,4781	0,9969	<b>25mm</b>	0,2613	0,3326	0,9102
<b>maior correlação ruído</b>	0,2499 11,14mm	0,2684 20,20mm	0,2668 27,70mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2604 5,61mm	0,3112 22,40mm	0,5012 24,36mm

Tabela 8 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais V)

				(conclusão)			
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase			
<b>SNR = -20dB</b>				<b>SNR = -20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1335	0,0567	0,0167	<b>10mm</b>	0,0520	0,0381	0,0102
<b>25mm</b>	0,1742	0,3457	0,9762	<b>25mm</b>	0,0740	0,1726	0,8007
<b>maior correlação ruído</b>	0,2604 18,79mm	0,2465 16,41mm	0,2519 11,28mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2795 5,96mm	0,2673 28,49mm	0,2724 2,30mm
<b>SNR = -25dB</b>				<b>SNR = -25dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0522	0,0850	0,1367	<b>10mm</b>	0,0014	0,0113	0,0343
<b>25mm</b>	0,1174	0,2468	0,9353	<b>25mm</b>	0,1215	0,1906	0,6667
<b>maior correlação ruído</b>	0,2738 23,68mm	0,2867 16,50mm	0,2389 11,96mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3091 14,92mm	0,2845 17,01mm	0,2499 8,85mm
<b>SNR = -30dB</b>				<b>SNR = -30dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0163	0,0348	0,0664	<b>10mm</b>	0,0506	0,0734	0,0755
<b>25mm</b>	0,0598	0,0818	0,8598	<b>25mm</b>	0,0852	0,1555	0,5745
<b>maior correlação ruído</b>	0,3066 8,85mm	0,2726 13,91mm	0,4710 24,36mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2558 23,00mm	0,2956 13,81mm	0,3710 24,22mm
<b>SNR = -50dB</b>				<b>SNR = -50dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1413	0,0177	0,0665	<b>10mm</b>	0,0037	0,0011	0,0777
<b>25mm</b>	0,0257	0,0468	0,1373	<b>25mm</b>	0,0553	0,1188	0,0885
<b>maior correlação ruído</b>	0,2816 4,64mm	0,2897 4,79mm	0,2711 25,76mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,2579 15,91mm	0,2823 8,75mm	0,2966 2,85mm

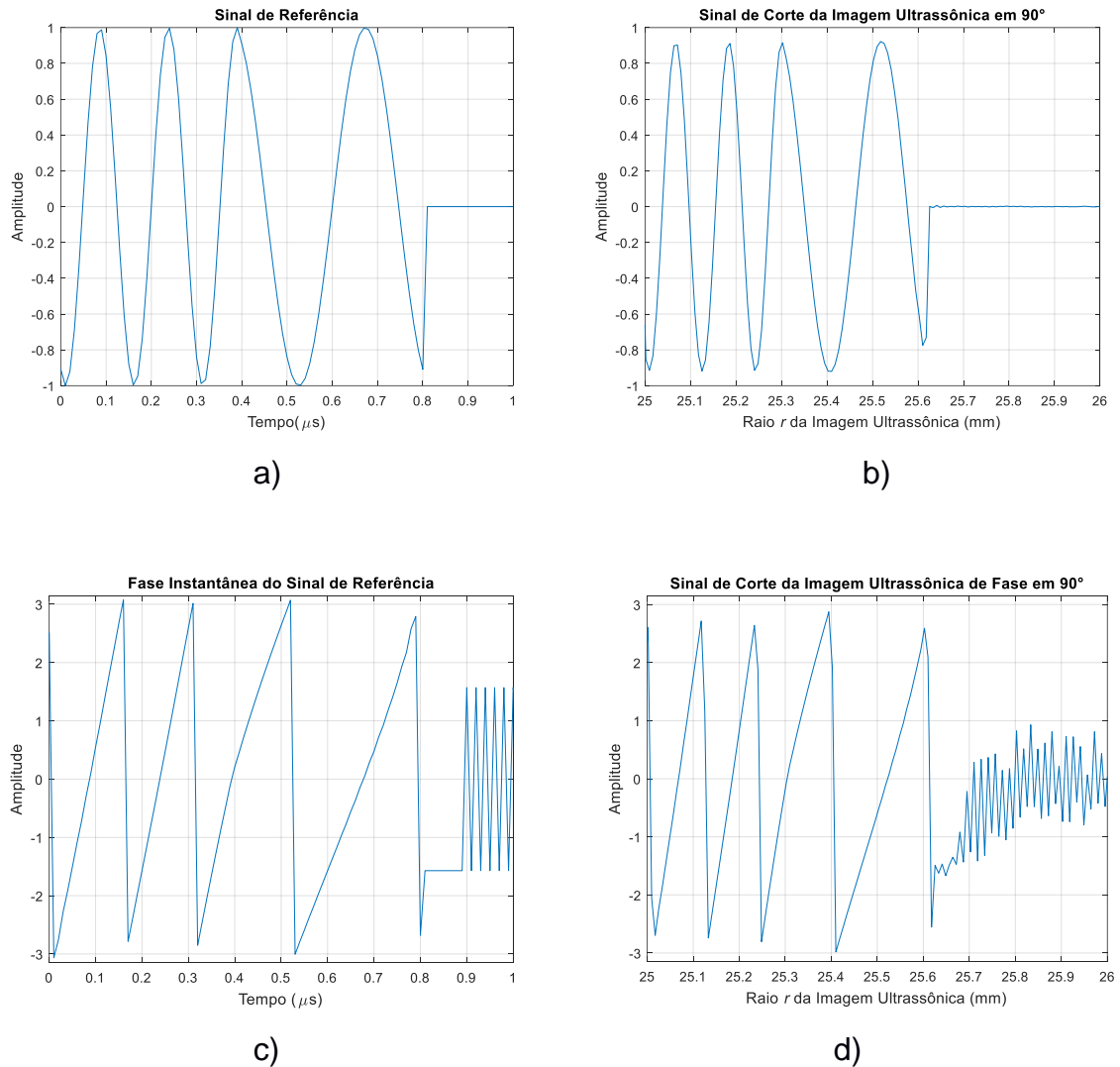
Fonte: Autoria própria

Conforme observado na Tabela 8, o coeficiente de correlação do sinal de amplitude em SNR de -30dB e  $r = 25\text{mm}$  não foi classificada como muito forte. Os resultados de correlação para os sinais de fase instantânea também ficaram abaixo dos demais casos já apresentados. Todavia, os coeficientes de correlação nos demais pontos da imagem ultrassônica variaram entre 0,25 e 0,3; valores abaixo dos resultados apresentados nos casos anteriores.



### 5.2.6 Sinal de Referência VI

Após a inserção do sinal triangular na portadora senoidal de 4 ciclos, através da modulação em fase, e com a adoção de um desvio de fase igual a 2, o sinal de referência VI apresenta o aspecto da Figura 32:



**Figura 32 – Sinal de referência VI; b) Respectivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência VI; d) Respectivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB**

Fonte: Autoria própria.

Os coeficientes de correlação relacionados aos sinais de referência VI estão agrupados na Tabela 9:

**Tabela 9 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais V)**

(continua)

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 20dB</b>				<b>SNR = 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1529	0,0496	0,0103	<b>10mm</b>	0,0317	0,0925	0,0771
<b>25mm</b>	0,5145	0,5676	0,9993	<b>25mm</b>	0,1734	0,2469	0,9857
<b>maior correlação ruído</b>	0,3935 27,83mm	0,3404 16,83mm	0,3997 3,58mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3659 18,27mm	0,4008 11,55mm	0,3668 5,90mm
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0081	0,0283	0,0960	<b>10mm</b>	0,0023	0,0728	0,0271
<b>25mm</b>	0,5004	0,5641	0,9993	<b>25mm</b>	0,2266	0,2796	0,9810
<b>maior correlação ruído</b>	0,3657 18,66mm	0,3679 7,79mm	0,4065 13,53mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4010 21,89mm	0,4082 23,93mm	0,4190 15,03mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0852	0,1801	0,2377	<b>10mm</b>	0,0457	0,1021	0,1877
<b>25mm</b>	0,5212	0,5523	0,9992	<b>25mm</b>	0,2489	0,4071	0,9707
<b>maior correlação ruído</b>	0,4212 5,61mm	0,3985 6,09mm	0,4306 0,4697mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4492 26,53mm	0,3878 11,00mm	0,3463 8,92mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0079	0,0632	0,0127	<b>10mm</b>	0,0865	0,1206	0,0122
<b>25mm</b>	0,4630	0,5303	0,9989	<b>25mm</b>	0,2997	0,4748	0,9650
<b>maior correlação ruído</b>	0,4514 3,16mm	0,4460 5,44mm	0,3778 9,25mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4008 3,80mm	0,3647 19,73mm	0,4156 9,39mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1537	0,0606	0,0383	<b>10mm</b>	0,1036	0,0016	0,1423
<b>25mm</b>	0,2905	0,5229	0,9984	<b>25mm</b>	0,3068	0,4272	0,9435
<b>maior correlação ruído</b>	0,4563 14,85mm	0,4436 4,34mm	0,3879 21,24mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3535 9,97mm	0,5001 11,40mm	0,3362 21,70mm

Tabela 9 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais *V<sub>I</sub>*)

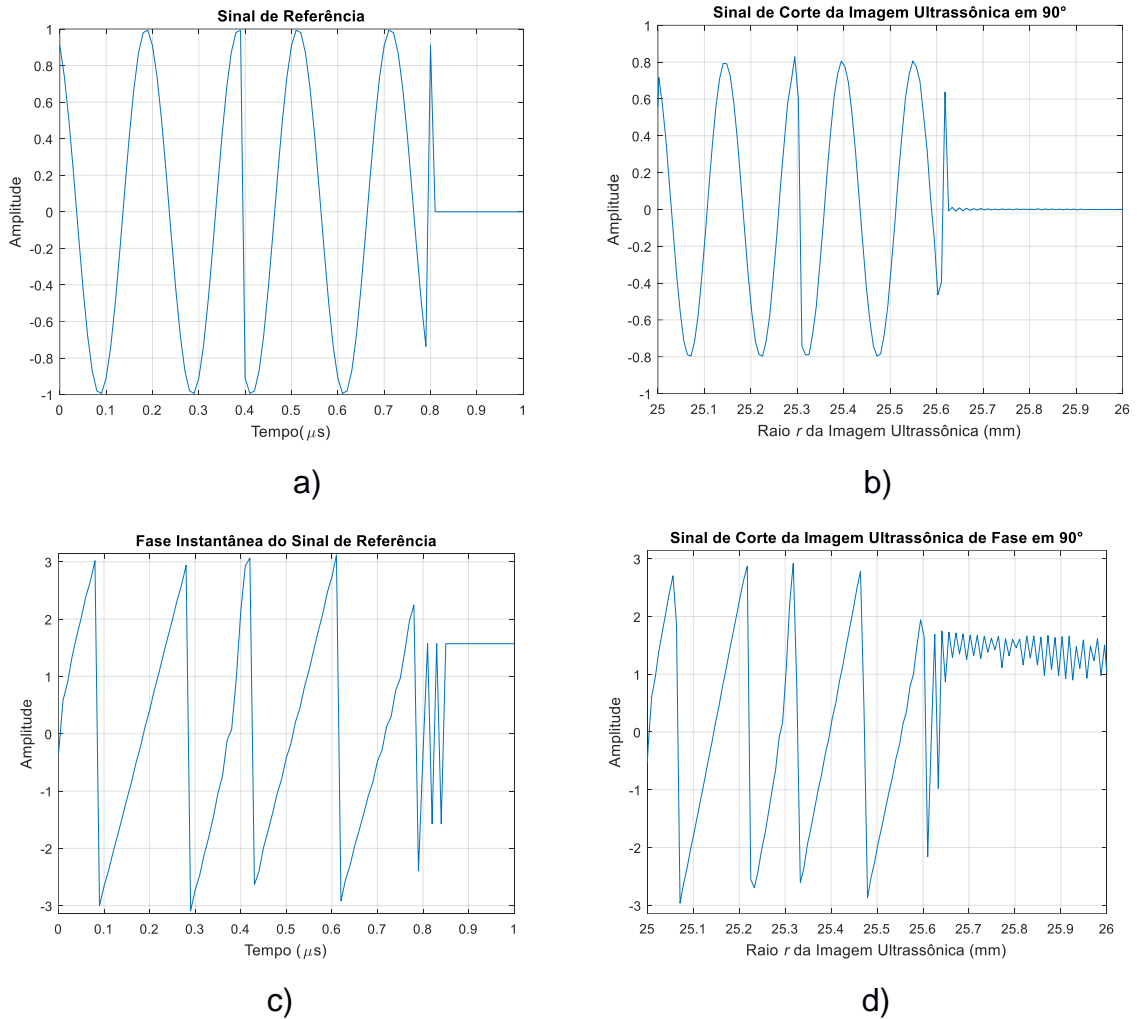
				(conclusão)			
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase			
<b>SNR = - 20dB</b>				<b>SNR = - 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0302	0,0254	0,0887	<b>10mm</b>	0,1217	0,0487	0,1532
<b>25mm</b>	0,1918	0,3897	0,9889	<b>25mm</b>	0,1196	0,2569	0,8175
<b>maior correlação ruído</b>	0,3987 0,86mm	0,3614 10,36mm	0,4070 10,58mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3456 16,20mm	0,3885 13,78mm	0,3369 8,62mm
<b>SNR = - 25dB</b>				<b>SNR = - 25dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0184	0,1617	0,0506	<b>10mm</b>	0,0110	0,0019	0,0900
<b>25mm</b>	0,0841	0,3563	0,9685	<b>25mm</b>	0,0241	0,2530	0,7698
<b>maior correlação ruído</b>	0,4008 20,45mm	0,4121 19,27mm	0,4091 13,87mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4036 28,74mm	0,3485 16,19mm	0,4751 23,29mm
<b>SNR = - 30dB</b>				<b>SNR = - 30dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0301	0,0261	0,2660	<b>10mm</b>	0,0318	0,0986	0,1671
<b>25mm</b>	0,2310	0,1850	0,9060	<b>25mm</b>	0,0943	0,2774	0,6870
<b>maior correlação ruído</b>	0,4049 23,15mm	0,3942 29,10mm	0,3618 1,09mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4437 23,15mm	0,3791 10,76mm	0,4013 25,61mm
<b>SNR = - 50dB</b>				<b>SNR = - 50dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0755	0,0056	0,0948	<b>10mm</b>	0,0319	0,0557	0,0668
<b>25mm</b>	0,0243	0,0688	0,2883	<b>25mm</b>	0,1003	0,1886	0,1394
<b>maior correlação ruído</b>	0,3258 23,36mm	0,5075 1,66mm	0,3882 10,56mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3888 14,51mm	0,3926 1,68mm	0,3905 25,87mm

Fonte: Autoria própria

Os resultados da correlação obtidos para o sinal modulado em fase com função triangular são semelhantes aos resultados dos demais casos, destacando o valor de correlação em SNR de -30dB para o sinal de fase instantânea onde permanece maior que o valor obtido na correlação dos sinais sem modulação do caso *I*.

### 5.2.7 Sinal de Referência VII

Conforme visto na Figura 33, o sinal de referência VII é o resultado da inserção do sinal modulante quadrado na portadora senoidal de 4 ciclos.



**Figura 33 – Sinal de referência VII; b) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB; c) Fase instantânea do sinal de referência VII; d) Respetivo sinal de corte em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = 20dB.**

Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 10 é apresentado os coeficientes de correlação dos sinais de referência VII com os respectivos sinais de corte.

**Tabela 10 – Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais VII)**

(continua)

<b>Correlação Sinal Convencional (Amplitude)</b>				<b>Correlação Sinal de Fase</b>			
<b>SNR = 20dB</b>				<b>SNR = 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0834	0,3070	0,2171	<b>10mm</b>	0,0817	0,1626	0,1118
<b>25mm</b>	0,4105	0,3977	0,9978	<b>25mm</b>	0,3194	0,1987	0,9747
<b>maior correlação ruído</b>	0,4288 13,91mm	0,4046 24,67mm	0,3941 14,35mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4517 1,89mm	0,4092 12,13mm	0,3988 17,05mm
<b>SNR = 5dB</b>				<b>SNR = 5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0694	0,0418	0,1808	<b>10mm</b>	0,1041	0,0653	0,1315
<b>25mm</b>	0,4077	0,4015	0,9977	<b>25mm</b>	0,3007	0,1921	0,9709
<b>maior correlação ruído</b>	0,3985 18,12mm	0,4182 20,67mm	0,4038 27,72mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3825 6,53mm	0,4206 20,74mm	0,4469 9,66mm
<b>SNR = 0dB</b>				<b>SNR = 0dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,1384	0,0195	0,0271	<b>10mm</b>	0,0440	0,0513	0,1451
<b>25mm</b>	0,4070	0,3907	0,9977	<b>25mm</b>	0,2976	0,2538	0,9575
<b>maior correlação ruído</b>	0,3759 4,97mm	0,3305 19,40mm	0,04114 23,14mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3625 29,18mm	0,3322 4,46mm	0,3817 19,69mm
<b>SNR = -5dB</b>				<b>SNR = -5dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0105	0,1416	0,0390	<b>10mm</b>	0,0902	0,1041	0,0456
<b>25mm</b>	0,3726	0,3978	0,9974	<b>25mm</b>	0,2915	0,3272	0,9498
<b>maior correlação ruído</b>	0,3824 16,70mm	0,3568 20,54mm	0,3698 6,25mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,5345 23,15mm	0,3771 27,53mm	0,3657 4,53mm
<b>SNR = -10dB</b>				<b>SNR = -10dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0403	0,0545	0,0338	<b>10mm</b>	0,0537	0,0072	0,0401
<b>25mm</b>	0,3921	0,3686	0,9970	<b>25mm</b>	0,3068	0,3083	0,9255
<b>maior correlação ruído</b>	0,4479 29,01mm	0,3721 16,16mm	0,4168 4,60mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4008 2,76mm	0,3640 7,56mm	0,4039 4,61mm

Tabela 10: Correlação dos sinais convencional e de fase com seus respectivos sinais de corte (sinais VII)

				(conclusão)			
Correlação Sinal Convencional (Amplitude)				Correlação Sinal de Fase			
<b>SNR = - 20dB</b>				<b>SNR = - 20dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0713	0,0735	0,1219	<b>10mm</b>	0,0159	0,0233	0,1221
<b>25mm</b>	0,2879	0,1766	0,9885	<b>25mm</b>	0,2149	0,0752	0,8405
<b>maior correlação ruído</b>	0,4150 4,34mm	0,3632 4,74mm	0,4731 13,34mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,3846 7,71mm	0,3780 2,45mm	0,3972 13,59mm
<b>SNR = - 25dB</b>				<b>SNR = - 25dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0451	0,0061	0,1394	<b>10mm</b>	0,0453	0,0550	0,0263
<b>25mm</b>	0,1499	0,2039	0,9726	<b>25mm</b>	0,1499	0,2186	0,7716
<b>maior correlação ruído</b>	0,3682 8,99mm	0,4154 12,25mm	0,4047 19,37mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4067 21,54mm	0,3766 12,17mm	0,4557 13,47mm
<b>SNR = - 30dB</b>				<b>SNR = - 30dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0092	0,2792	0,0390	<b>10mm</b>	0,0183	0,1061	0,0730
<b>25mm</b>	0,0896	0,0991	0,9153	<b>25mm</b>	0,0869	0,0840	0,6746
<b>maior correlação ruído</b>	0,4064 3,42mm	0,3920 12,21mm	0,3698 6,25mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4031 1,05mm	0,3987 9,91mm	0,4447 24,39mm
<b>SNR = - 50dB</b>				<b>SNR = - 50dB</b>			
	<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>		<b>30°</b>	<b>60°</b>	<b>90°</b>
<b>10mm</b>	0,0160	0,0945	0,1723	<b>10mm</b>	0,0731	0,0310	0,1842
<b>25mm</b>	0,1064	0,0189	0,0804	<b>25mm</b>	0,1160	0,0513	0,0676
<b>maior correlação ruído</b>	0,3545 21,69mm	0,4059 7,35mm	0,3673 2,34mm	<b>maior correlação ruído</b>	0,4103 26,38mm	0,4267 2,69mm	0,3981 3,79mm

Fonte: Autoria própria

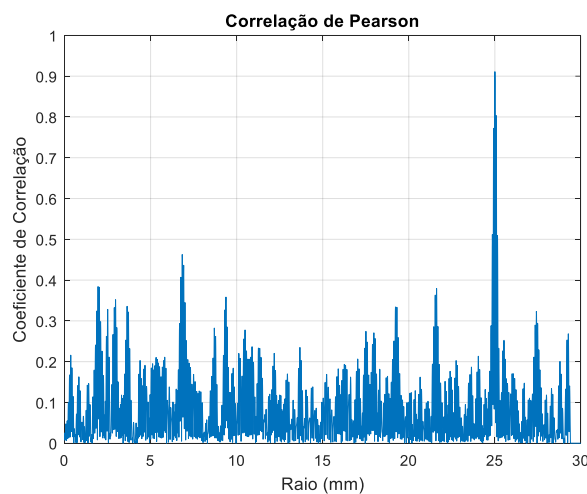
Os resultados obtidos no caso VII também se assemelham com os demais casos, apresentando coeficiente de correlação maiores em relação aos sinais de fase instantânea não modulados.

### 5.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

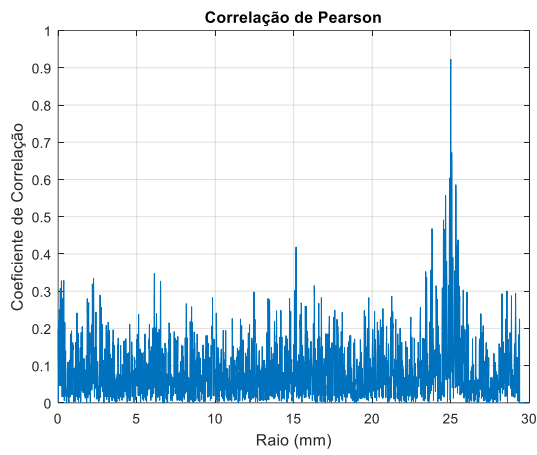
Em uma primeira análise dos coeficientes de correlação dos sete sinais de referência é possível observar que, dentre os valores de SNR adotados para os testes, em -30dB ainda foi possível o reconhecimento do refletor na posição pré-definida quando considerada a amplitude dos sinais. Já em -50dB as chances de apontar as posições do refletor foram minimizadas drasticamente. Subentende-se, portanto, a possibilidade de se obter a localização de refletor em SNRs ainda abaixo de -30dB, porém acima de -50dB a partir da técnica de correlação de sinais.

Com relação apenas à correlação dos sinais de amplitude, o sinal de amplitude do caso 1 obteve desempenho ligeiramente maior para todas as SNRs analisadas, porém foi detectada correlação forte e moderada em  $r = 25\text{mm}$  e  $\theta = 30^\circ$  para SNRs de 20dB, 5dB, 0dB e -5dB, indicando a detecção de ruídos que seguem o refletor na formação da imagem ultrassônica, isto é, falsa detecção. Nos demais casos, com os sinais modulados, tal incidente não ocorreu.

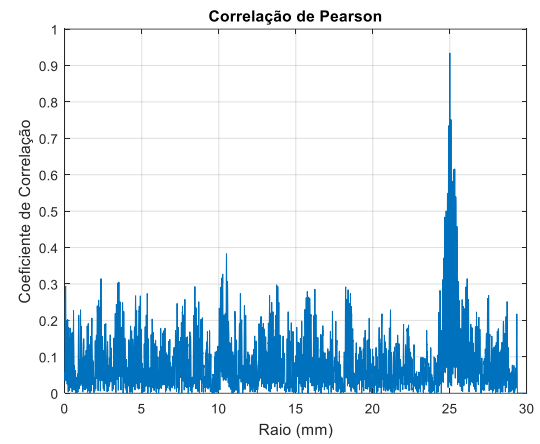
Outra análise importante está no fato dos sinais de referência de amplitude obterem melhores resultados, em todos os 7 casos, frente aos sinais de fase instantânea ao passo que a SNR se torna menor. A Figura 34 ilustra a forte correlação dos sinais de amplitude ao longo do raio da imagem ultrassônica, em um ângulo de  $90^\circ$  e sob SNR de -30dB.



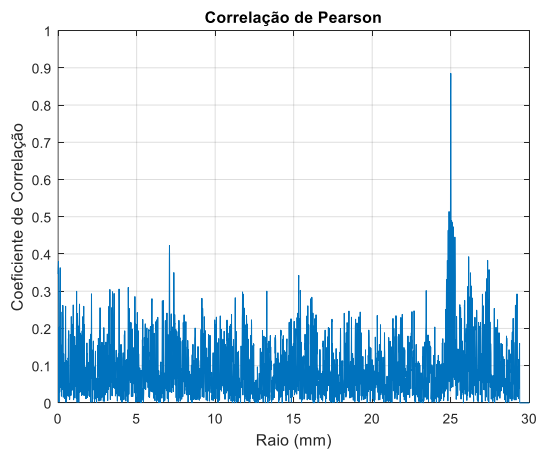
a)



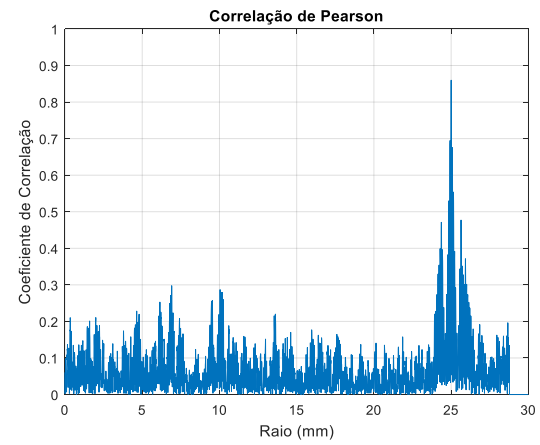
a)



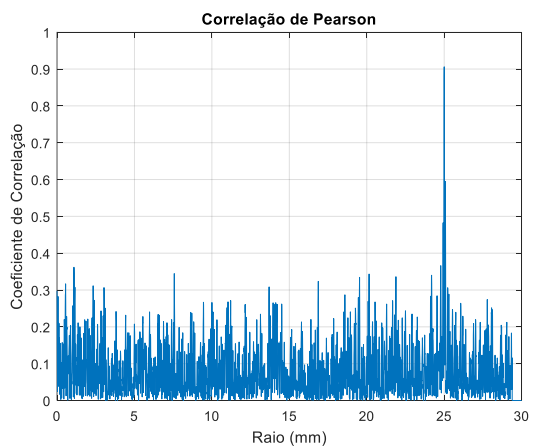
b)



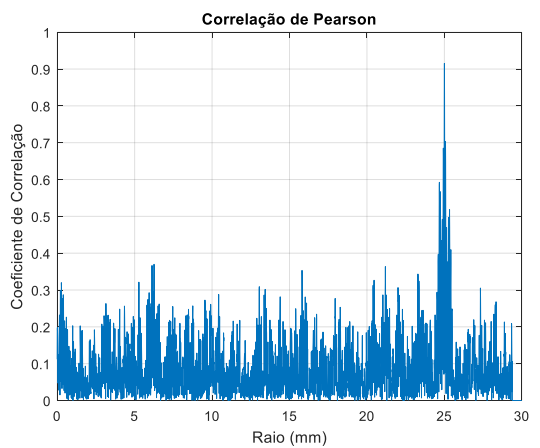
c)



d)



e)



f)

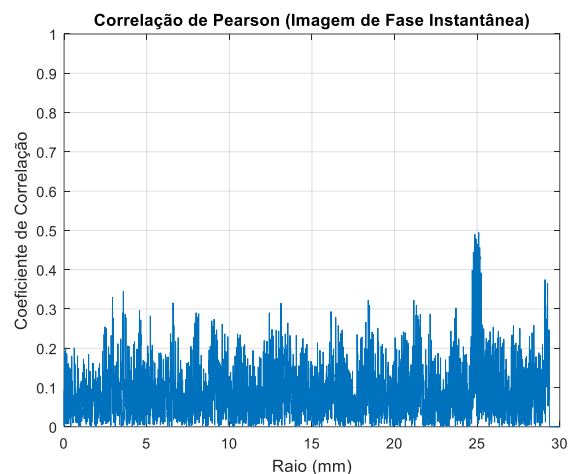
**Figura 34: Gráfico do coeficiente de correlação dos sinais de amplitude em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = -30dB para os casos a) I, b) II, c) III, d) IV, e) V, f) VI e g) VII.**

Fonte: Autoria própria.

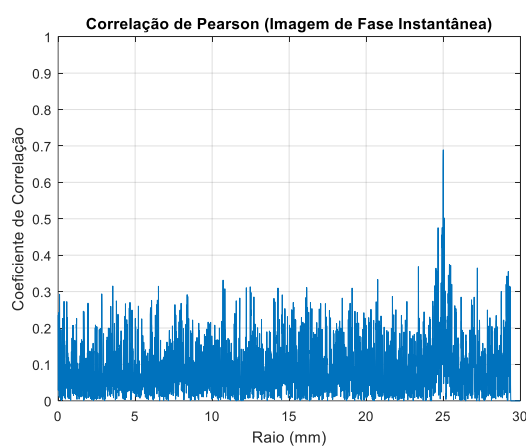


Em relação à correlação dos sinais de fase instantânea, fazendo a varredura pelo sinal de corte das imagens ultrassônicas em  $90^\circ$  e sob uma SNR de  $-20\text{dB}$ , por exemplo, é possível observar a diminuição do coeficiente de correlação em  $r = 25\text{mm}$  para todos os sinais modulados. O coeficiente de correlação do sinal de fase instantânea sem modulação (caso 1), por sua vez, não é mais classificado como “muito forte” já em  $5\text{dB}$ .

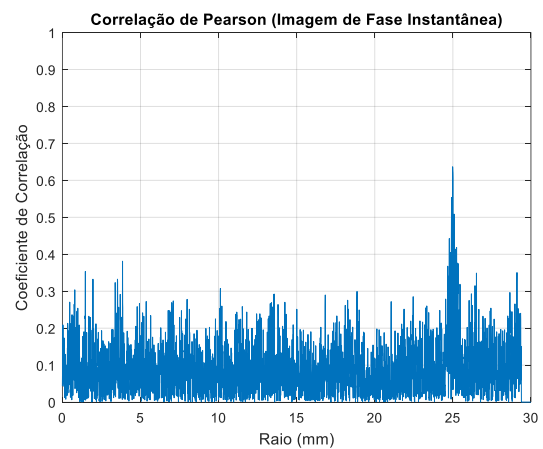
Afim de comparar o desempenho dos sinais de fase na identificação do refletor sob uma SNR de  $-30\text{dB}$ , foi plotado um gráfico dos coeficientes de correlação para cada caso, ou seja, após a construção das imagens ultrassônicas usando a fase instantânea de cada um dos sete sinais de referência, foi feito um corte durante todo o raio das imagens em um ângulo de  $90^\circ$  para identificar o refletor em  $r = 25\text{mm}$ . Os resultados estão agrupados na Figura 35:



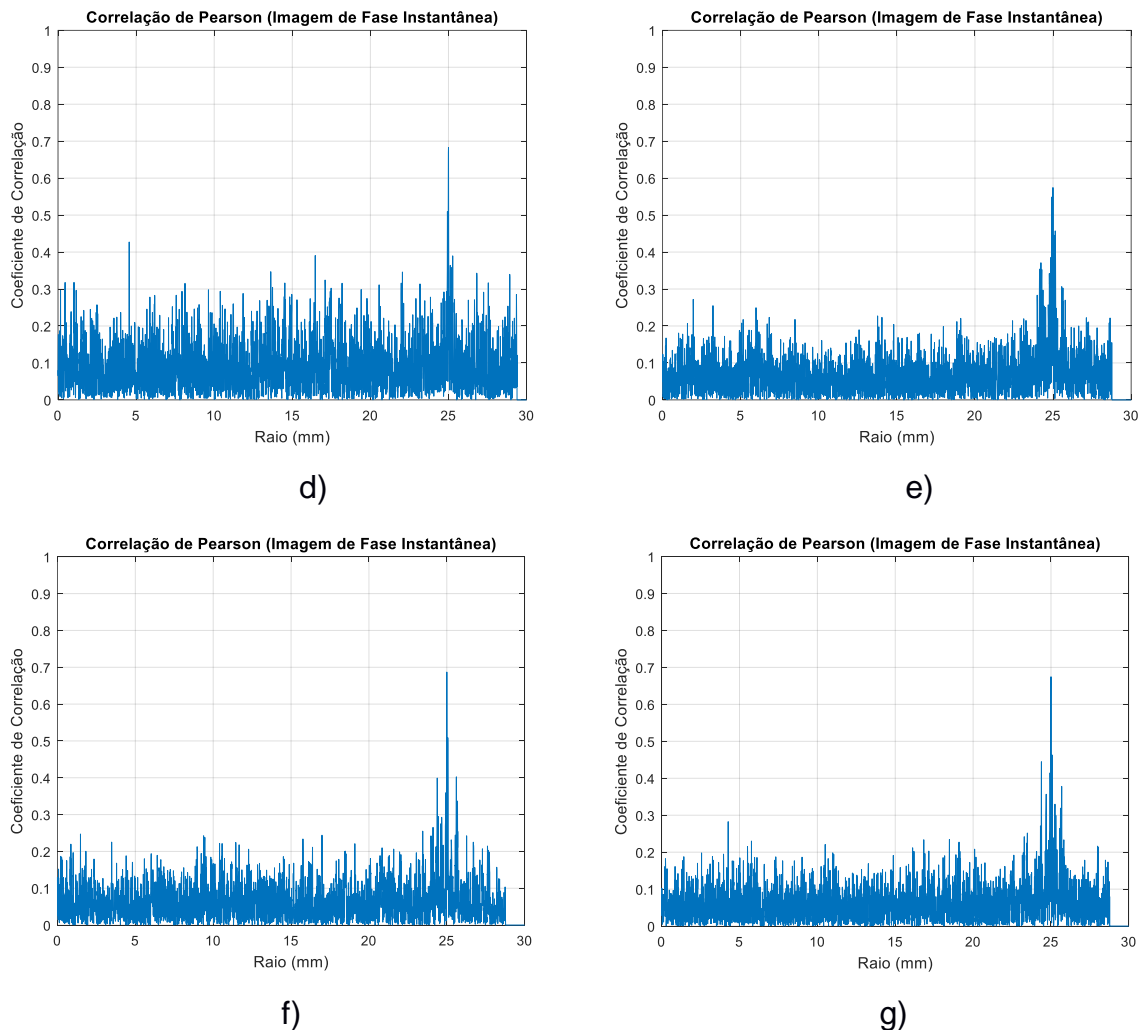
a)



b)



c)

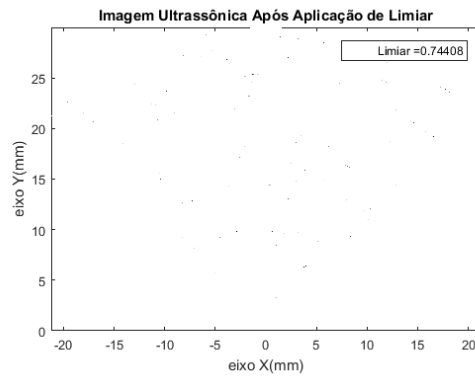


**Figura 35: Gráfico do coeficiente de correlação dos sinais de fase instantânea em  $\theta = 90^\circ$  e SNR = -30dB para os casos a) I, b) II, c) III, d) IV, e) V, f) VI e g) VII.**  
**Fonte: Autoria própria.**

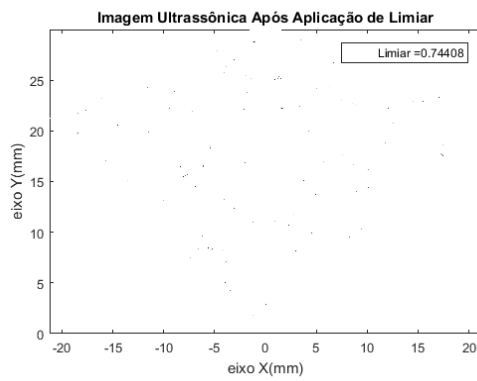
De antemão é possível perceber que, sob SNR de -30dB, o coeficiente de correlação do sinal não modulado (caso I) é o único a ser classificado como “fraco”. Para os casos com sinais de referência modulados, embora o coeficiente de correlação entre os sinais de referência e de corte serem classificados como moderados, é visto nos gráficos da Figura 35 que tal coeficiente em  $r = 25\text{mm}$  ainda se sobrepõe sobre os demais e, certamente, esses resultados indicam a suspeita de um refletor apesar da baixa SNR, podendo ser utilizado junto ao método proposto por Prado (2014), que tinha uma limitação de -29dB para um *array* com 32 elementos. Espera-se que com 8 elementos essa limitação seja ainda maior.

Aplicou-se o limiar estatístico (Prado 2014) conforme observado na Figura 36. Após a aplicação de limiar em cada uma das imagens ultrassônicas construídas sob uma SNR de -30dB, é possível apontar apenas alguns pontos em localizações

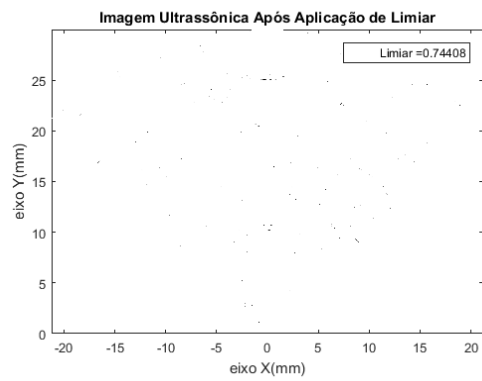
dispersas que, usando a análise visual, são distinguidos apenas como ruídos.



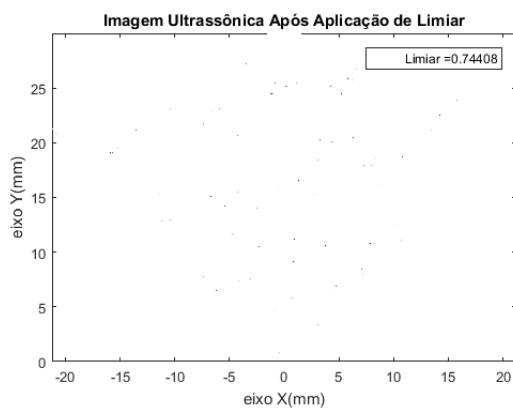
a)



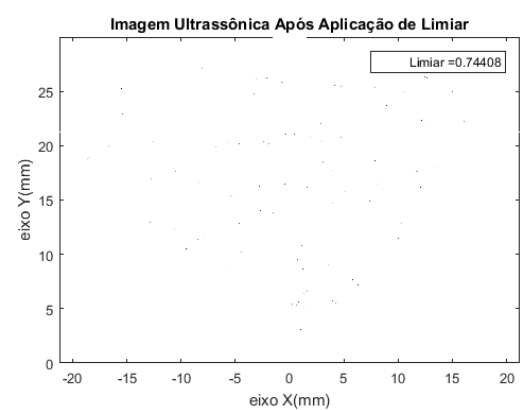
b)



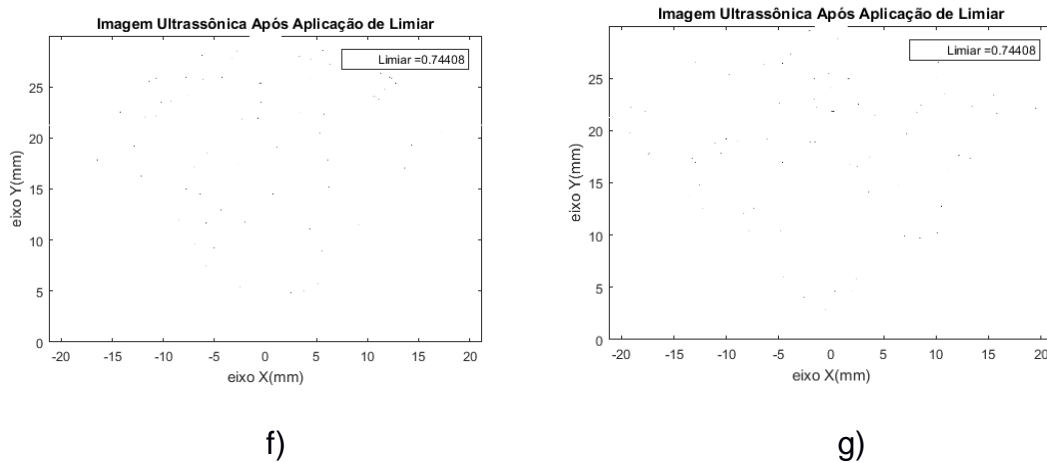
c)



d)



e)



**Figura 36: Limiar estatístico das imagens ultrassônicas sob SNR de -30dB para os casos a) I, b) II, c) III, d) IV, e) V, f) VI e g) VII.**

**Fonte: Autoria própria.**

Comparando os resultados da correlação entre os sinais de referência dos casos II, III e IV (sinal modulante senoidal com constante -1), observou-se que a aplicação de diferentes desvios de fase pouco influenciou nos resultados finais. Para os sinais de amplitude, por exemplo, prevaleceram os coeficientes de correlação para desvio de fase  $\delta_p = 1/2$ , mas com diferença irrisória em relação aos demais. Para os sinais de fase instantânea a diferença entre os coeficientes também se manteve pequena, porém, nesse caso, o sinal cuja modulação foi definida com desvio de fase  $\delta_p = 1$  prevaleceu. Para ambos os sinais analisados (amplitude e fase instantânea) os resultados de correlação do caso IV se manteve menor em relação aos demais.

Da comparação entre os sinais de referência dos casos II, III e IV, juntamente com o caso V (portadora de 8 ciclos modulada com sinal senoidal com constante -1) foi possível perceber que o único sinal de referência com 8 ciclos analisado obteve melhor coeficiente de correlação até a SNR de -10dB, no qual o sinal do caso II o superou. Em -20dB o sinal do caso IV também obteve melhores coeficientes de correlação. Fazendo a mesma comparação para os sinais de fase instantânea, o coeficiente de correlação do sinal de referência do caso V foi menor do que os demais. Em compensação, analisando a correlação dos pontos sem incidência de refletor, constatou-se que o maior coeficiente ficou em torno de 0,33 para a correlação dos sinais de amplitude e de 0,37 para os sinais de fase.

Já o desempenho dos sinais VI e VII variou em função da SNR do sistema. Até -20dB prevaleceu o coeficiente de correlação dos sinais de amplitude modulados com função triangular (caso VI). O mesmo aconteceu com os coeficientes de

correlação dos sinais de fase instantânea onde, a partir de SNR em -20dB, o coeficiente de correlação dos sinais modulados por função quadrada foi maior. Nos demais pontos sem presença de refletor, a variação do coeficiente de correlação de ambos os casos foi de 0,3 à 0,53.

O sinal de referência sem modulação de fase (caso I) foi o que obteve melhor desempenho entre todos os sinais de amplitudes analisados. Entre os sinais de fase instantânea, o sinal de referência do caso II obteve os maiores coeficientes de correlação, mesmo sob variação da SNR.

## 6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposta a modulação de fase dos sinais ultrassônicos, aliada ao método de correlação de Pearson para a identificação dos mesmos, como um complemento à técnica de fase instantânea para formação de imagem e ao limiar estatístico, cuja finalidade é a detecção de refletores mesmo sob baixos valores de SNR. Os estudos sobre *arrays* de ultrassom, técnicas de abertura sintética e intervalos de discretização para construção de imagens ultrassônicas de amplitude e de fase também se fizeram necessários afim de que os métodos propostos pudessem ser compreendidos mais facilmente.

Dadas as configurações do *array* e a posição do refletor, a partir dos sete sinais de referência para construção das imagens, constatou-se que o método de correlação de Pearson possui bom desempenho na detecção de refletores sob baixas SNR. Nos sinais de amplitude, por exemplo, os coeficientes de correlação na posição onde se encontrava o refletor se mantiveram “fortes” e “muito fortes” mesmo sob SNR de -30dB, indicando a possibilidade de detecção de refletores sob valores de SNR ainda menores. Os sinal de amplitude não-modulado obteve melhor desempenho na comparação com os demais casos. Em geral, os resultados da correlação dos sinais de amplitude também foram melhores em relação a correlação dos sinais de fase instantânea.

Considerando a imagem de fase instantânea para -30dB, embora tenha diminuído o valor do coeficiente de correlação com relação à maior SNR considerada (20 dB), de 0,97 para aproximadamente 0,6, em média, tem um valor muito maior do que em outras distâncias ou direções, entre 0 e 0,2. Portanto, a correlação para a imagem de fase instantânea apresentou indícios de defeitos para SNR de -30dB, que apenas com o limiar da fase instantânea não foi possível detectar, mostrando-se uma melhoria com relação ao trabalho de Prado (2014). Assim, pode-se utilizar o limiar de fase instantânea junto com a correlação na fase, ou mesmo amplitude, para criar uma imagem de referência para indicação dos defeitos. É necessário enfatizar que a classificação da correlação como “moderada” foi obtida apenas para os sinais modulados em fase. A correlação do sinal não-modulado obteve apenas classificações “fracas” e “desprezíveis”, indicando, portanto, a contribuição da modulação angular para melhores resultados de correlação entre os sinais de fase

instantânea.

Ao comparar isoladamente os resultados dos sinais modulados de amplitude e de fase instantânea, constatou-se que os diferentes tipos de sinais modulantes e seus respectivos desvios de fase influenciaram minimamente nos coeficientes de correlação. Porém, conforme mencionado, as características do sinal modulante são importantes quando o objetivo é a extração dessas mesmas informações através do processo de demodulação pela transformada de Hilbert via algoritmo no MATLAB®.

Abre-se, portanto, sugestões para trabalhos futuros, como por exemplo:

- Aplicar diferentes sinais modulantes ou utilizar métodos de otimização para a busca de sinais que proporcionem melhores coeficientes de correlação. A escolha dos melhores sinais modulantes para detecção de refletores usando a técnica de demodulação também é uma grande contribuição para o complemento das técnicas já propostas.;
- Estudar os desvios de fase com maiores detalhes afim de que sua influência nos resultados da correlação seja compreendida mais satisfatoriamente e seu valor seja ajustado de forma a obter melhores resultados;
- Como comentado no item 4.3.1, calculou-se a correlação de Pearson para dois casos: sinal de referência e o corte na imagem de amplitude; e fase instantânea do sinal de referência e o corte na imagem de fase instantânea. Os resultados para imagem de fase instantânea foram melhores com modulação, quando comparados aos sem modulação, entretanto, os resultados com a imagem de amplitude foram mais expressivos. Pode-se então, aplicar a correlação não à imagem de corte, mas ao sinal modulante extraído da imagem de corte da fase instantânea com o sinal utilizado para criar a referência utilizada, aproveitando melhor as características da modulação angular;
- Embora os métodos foram aplicados a refletores pontuais simulados, as técnicas são as mesmas para refletores não pontuais e dados práticos, não apenas simulados. Portanto, como continuação deste trabalho pode-se aplicar as técnicas a dados experimentais, validando os métodos propostos;
- Utilizar outros métodos para a extração da fase instantânea dos sinais de referência, tendo em vista a possibilidade de tais métodos interferirem nos resultados já apresentados.

## REFERÊNCIAS

ANDREUCCI, Ricardo. **Ensaio Por Ultrassom**. São Paulo: Associação Brasileira de Ensaaios Não Destrutivos e Inspeção, 2014. 116 p.

ASSEF, Amauri A.; MAIA, Joaquim M.; GEWEHR, Pedro M.; GAMBÁ, Humberto R.; COSTA, Eduardo T.; BUTTON, Vera L. S. N. **Sistema para geração, aquisição e processamento de sinais de ultra-som**. Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica, Natal, v. 20, n. 2, p. 145-155, 2009.

CAMACHO, Jorge; PARRILLA, Montserrat; FRITSCH, Carlos. **Phase coherence imaging**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, New York, v. 56, n. 5, p. 958–974, 2009.

CARCREFF, Ewen; DAO, Gavin; BRACONNIER, Dominique. **Total focusing method imaging for flaw characterization in homogeneous media**. AIP Conference Proceedings, 2015.

CARLSON, A. Bruce; CRILLY, Paul B.; RUTLEDGE, Janet C. **Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication 4ed**. McGraw-Hill Companies, 2002.

COUCH, Leon W. II. **Digital and Analog Communication Systems**. 8. ed. New Jersey: Pearson, 2013.

DRINKWATER, Bruce. W.; WILCOX, Paul. D. **Ultrasonic arrays for non-destructive evaluation: a review**. NDT&E International, London, v. 39, n. 7, p. 525–541, 2006.

FRY, W. J.; FRY, F. J. **Fundamental Neurological Research and Human Neurosurgery Using Intense Ultrasound**. IRE Transactions on Medical Electronics, v. ME-7, n. 3, p. 166-181, 1960.

GUIMARAES, Letícia V.; ELBERN, Alwin W. **Synthetic aperture focusing technique for image restoration**. International Symposium on NDT Contribution to the Infrastructure Safety Systems, vol. 5, n. 8, 1999.

GOES, Claudio E. **Reconstrução tri-dimensional de imagens obstétricas de ultraSom utilizando linguagem computacional java e OpenGL**. 2007. 157 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos,



Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

HAHN, Stefan L. **Hilbert transforms in signal processing**. Boston: Artech House, 1996.

HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. **Fundamentals of Physics**. 9. ed. Danvers: Wiley, 2011.

HAYKIN, Simon. **Communication systems**. 4. ed. New York: John Wiley & Sons, 2008.

HAYKIN, Simon; MOHER, Michael. **Introduction to Analog & Digital Communications**. 2ed. Danvers: John Wiley & Sons, 2007.

HIGUTI, R. T.; MARTÍNEZ-GRAULLERA, O.; MARTÍN, C. J.; OCTAVIO, A.; ELVIRA, L.; ESPINOSA, F. M. de. **Damage characterization using guided-wave linear arrays and image compounding techniques**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, New York, v. 57, n. 9, p. 1985–1995, 2010.

HINKLE, E. Dennis; WIERSMA, William; JURIS, Stephen G. **Applied Statistics for the Behavioral Sciences**. 5 ed. Michigan: Houghton Mifflin, 2003.

HOLMES, Caroline; DRINKWATER, Bruce W.; WILCOX, Paul D. **Advanced post-processing for scanned ultrasonic arrays: Application to defect detection and classification in non-destructive evaluation**. Ultrasonics, vol. 48, n. 6–7, p. 636–642, 2008.

HOLMES, Caroline; DRINKWATER, Bruce W.; WILCOX, Paul D. **Post-processing of the full matrix of ultrasonic transmit–receive array data for non-destructive evaluation**. NDT & E International, vol. 38, n. 8, p. 701–711, 2005.

HSU, Hwei P. **Schaum's Outline: Analog and Digital Communications**. 2 ed. New York: The McGraw-Hill Companies, New Jersey, 2003.

HUANG, Ruiju; SCHMERR Jr., Lester W. **Characterization of the system functions of ultrasonic linear PA inspection systems**. Ultrasonics, vol. 49, n. 2, p. 219–225, 2009.

IAEA. **Training Manual For Non-Destructive Testing Techniques**. Vienna: International Atomic Energy Agency, 1988. 278p.

JENSEN, Jørgen A.; NIKOLOV, Svetoslav I.; GAMMELMARK, Kim L.; PEDERSEN, Morten H. **Synthetic aperture ultrasound imaging**. Ultrasonics, vol. 44, p. 5-15, 2006.

JINBO, Maro. **Imagens ultra-sônicas em modo-B com técnicas de abertura focal sintética – SAFT**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecatrônica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.

JOHNSON, J. A.; KARAMAN, M. e KHURI-YAKUB, B. T. **Coherent-array imaging using phased subarrays. Part I: basic principles**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 52, no. 1, pp. 37-50, Jan. 2005.

JOHNSON, J. A.; KARAMAN, M. e KHURI-YAKUB, B. T. **Coherent array imaging using phased subarrays. Part II: simulations and experimental results**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 52, no. 1, p. 51-64, Jan. 2005.

KARAMAN, Mustafa; LI, Pai-Chi; O'DONNELL, Matthew. **Synthetic aperture imaging for small scale systems**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 42, n. 3, p. 429-442, 1995.

KENNEDY, George; DAVIS, Bernard. **Electronic communication systems**. Vol. 20. New Delhi: Tata McGraw-Hill Publishing Co. Ltd., 1985.

LEE, Jen J. **Formação e processamento de imagens de ultrassom**. 2010. 65 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

LEE, Joon-Hyun; CHOI, Sang-Woo. **A parametric study of ultrasonic beam profiles for a linear PA transducer**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 47, no. 3, p. 644-650, 2000.

LOCKWOOD, Geoffrey; TALMAN, James R.; BRUNKE, Shelby S. **Real-time 3-D ultrasound imaging using sparse synthetic aperture beamforming**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 45, n. 4, p. 980-988, 1998.

MACOVSKI, A. **Ultrasonic imaging using arrays**. Proceedings of the IEEE, vol. 67, no. 4, p. 484-495, 1979.

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**. In: INTERNATIONAL CONGRESS ON ULTRASONICS - ICU, 7, 2011, Poland: AIP Publishing, 2011. v. 1433, p. 185–188.

MATUDA, Marcelo Y. **Formação de imagens de peças com superfícies curvas utilizando arrays ultrassônicos**. 2014. 120f. Tese (Doutorado em Engenharia de Controle e Automação Mecânica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2014.

MCNAB, A.; CAMPBELL, M. J. **Ultrasonic PAs for nondestructive testing**, NDT International, vol. 20, issue 6, p. 333-337, 1987.

SHUNG, K. K.; ZIPPARO, M. **Ultrasonic transducers and arrays**. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, v. 15, no. 6, p. 20-30, 1996.

NAKAHATA, K.; TOKUMASU, S.; SAKAI, A.; IWATA, Y.; OHIRA, K.; OGURA, Y. **Ultrasonic imaging using signal post-processing for a flexible array transducer**. NDT & E International, v. 82, p. 13-25, 2016.

NAKAHATA, Kazuyuki; KONO, Naoyuki. (2012). **3-D Modelings of an Ultrasonic PA Transducer and Its Radiation Properties in Solid**. Ultrasonic Waves, Dr Santos (Ed.), InTech, Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/ultrasonic-waves/3-d-modelings-of-an-ultrasonic-phasedarray-transducer-and-its-radiation-properties-in-solid>> Acesso em: 25 ago. 2016 às 9h.

NIEMCZEWSKI, B. **A comparison of ultrasonic cavitation intensity in liquids**. In Ultrasonics, v. 18, Issue 3, p. 107 – 110, 1980.

NJIKI, Mickael; ELOUARDI, Abdelhafid; BOUAZIZ, Samir; CASULA, Olivier; ROY, Olivier. **A real-time implementation of the Total Focusing Method for rapid and precise diagnostic in non destructive evaluation**. IEEE 24th International Conference on Application-Specific Systems, Architectures and Processors, Washington, DC, p. 245-248, 2013.

NJIKI, Mickael; ELOUARDI, Abdelhafid; BOUAZIZ, Samir; CASULA, Olivier; ROY, Olivier. **Total focusing method for non destructive evaluation: Toward real-time imaging systems**. IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Columbus, OH, p. 1164-1167, 2013.

OLYMPUS. **Advances In PA Ultrasonic Technology Applications**. Waltham:

OLYMPUS NDT, 2007. 512 p.

OLYMPUS. **Introduction to PA Ultrasonic Technology Applications**. Waltham: OLYMPUS NDT, 2014. 376 p.

PRADO, Vander T. **Ultrasonic non-destructive testing of plate-like structures using piezoelectric array transducers**. 2014. 124 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2014.

PRADO, V. T.; HIGUTI, R. T.; KITANO, C.; MARTINEZ-GRAULLERA, O. **Instantaneous phase threshold for reflector detection in ultrasonic images**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 61, no. 7, p. 1204-1215, 2014.

RAMOS, Paula Z. A. **Segmentação de imagens ultrassonográficas para detecção de nódulos**. 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

ROSE, Joseph L. **Ultrasonic Guided Waves in Solid Media**. New York: Cambridge University Press, 2014.

SCHMERR Jr., Lester W. **Fundamentals of Ultrasonic PAs**. Iowa: Springer, 2015.

RODGERS, J. Lee; NICEWANDER, W. Alan. **Thirteen Ways to Look at The Correlation Coefficient**. The American Statistician, vol. 42, n. 1, p. 59-66, 1988.

SHATTUCK, David P.; WEINSHENKER, Marc D.; SMITH, STEPHEN W.; VON RAMM, Olaf T. **Explososcan: A parallel processing technique for high speed ultrasound imaging with linear PAs**. The Journal of the Acoustical Society of America, vol 75, p. 1273-1282, 1984.

SMITH, Stephen W.; PAVY, Henry G.; VON RAMM, Olaf T. **High-speed ultrasound volumetric imaging system. Part I. Transducer design and beam steering**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, v. 38, n. 2, p. 100-108, 1991.

SMITH, Stephen W.; PAVY, Henry G.; VON RAMM, Olaf T. **High-speed ultrasound volumetric imaging system. Part II. Parallel processing and image display**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, v. 38, n. 2, p. 109-

115, 1991.

STEPINSKI, Tadeusz; LINGVALL, Fredrik. **Synthetic aperture focusing techniques for ultrasonic imaging of solid objects**. Synthetic Aperture Radar (EUSAR), 8th European Conference on, Aachen, Germany, p. 1-4, 2010.

TIPLER, Paul A.; MOSCA, Gene. **Physics For Scientists And Engineers**. 6. ed. New York: W. H. Freeman and Company, 2008.

TOMASI, Wayne. **Advanced electronic communication systems**. 6 ed. Harlow: Prentice Hall PTR, 1993.

VON RAMM, Olaf T.; SMITH, Stephen W. **Beam Steering with Linear Arrays**. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-30, no. 8, p. 438-452, 1983.

WOOH, Shi-Chang; SHI, Yijun. **Influence of PA element size on beam steering behavior**. Ultrasonics, vol 36, no. 6, p. 737-749, 1998.

WOOH, Shi-Chang; SHI, Yijun. **Optimum beam steering of linear PAs**. Wave Motion, vol. 29, issue 3, p. 245-265, 1999.

YLITALO, L. **On the signal-to-noise ratio of a synthetic aperture ultrasound imaging method**. European Journal of Ultrasound, vol. 3, issue 3, p. 277-281, 1996.

YOUNG, Hugh D.; FREEDMAN, Roger A. **University Physics with Modern Physics**. 13. Ed. San Francisco: Pearson Education, 2012.

ZHANG, Jie; DRINKWATER, Bruce W.; WILCOX, Paul D.; HUNTER, Alan J. **Defect detection using ultrasonic arrays: The multi-mode total focusing method**. NDT & E International, vol. 43, n. 2, p. 123-133, 2010.