



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

VALÉRIA BESERRA GARCIA

**DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO DE SISTEMA DE TRANSMISSÃO
MULTICANAL DE FORMA DE ONDA ARBITRÁRIA DE ULTRASSOM COM
EXCITAÇÃO CODIFICADA CHIRP**

CAMPINAS

2020

VALÉRIA BESERRA GARCIA

**DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO DE SISTEMA DE TRANSMISSÃO
MULTICANAL DE FORMA DE ONDA ARBITRÁRIA DE ULTRASSOM COM
EXCITAÇÃO CODIFICADA CHIRP**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestra em Engenharia Elétrica, na área de Engenharia Biomédica.

Orientador: EDUARDO TAVARES COSTA

Coorientador: AMAURI AMORIN ASSEF

Este trabalho corresponde à versão final da dissertação defendida pela aluna Valéria Beserra Garcia, orientada pelo Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa e coorientada pelo Prof. Dr. Amauri Amorin Assef.

Assinatura do Orientador

CAMPINAS

2020

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

G164d Garcia, Valéria Beserra, 1989-
Desenvolvimento e avaliação de um sistema de transmissão multicanal de forma de onda arbitrária de ultrassom com excitação codificada chirp / Valéria Beserra Garcia. – Campinas, SP : [s.n.], 2020.

Orientador: Eduardo Tavares Costa.
Coorientador: Amauri Amorin Assef.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Ultrassom. 2. Simulação computacional. 3. Processamento de sinais. I. Costa, Eduardo Tavares, 1956-. II. Assef, Amauri Amorin. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Development and evaluation of a multi-channel transmission system with arbitrary waveform with codified excitation chirp

Palavras-chave em inglês:

Ultrasound

Computer simulation

Signal processing

Área de concentração: Engenharia Biomédica

Titulação: Mestra em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Eduardo Tavares Costa

Joaquim Miguel Maia

Pedro Xavier de Oliveira

Data de defesa: 18-12-2020

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0003-2229-0084>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/2842271707884228>

COMISSÃO JULGADORA – DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato(a): Valéria Beserra Garcia RA: 152267

Data da defesa: 18 de dezembro de 2020

Título da Tese: “Desenvolvimento e Avaliação de Sistema de Transmissão Multicanal de Forma de Onda Arbitrária de Ultrassom com Excitação Codificada Chirp”

Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa (Presidente - UNICAMP)

Prof. Dr. Joaquim Miguel Maia (UTFPR)

Prof. Dr. Pedro Xavier de Oliveira (UNICAMP)

A Ata de Defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

AGRADECIMENTOS

Ao professor e orientador Dr. Eduardo Tavares Costa, pela oportunidade de realizar este trabalho, por todo o auxílio, disponibilidade e confiança em mim depositada.

Ao professor e coorientador Dr. Amauri Amorin Assef, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, pela imensa contribuição, auxílio no desenvolvimento do código de Matlab, e pela prontidão e paciência.

Ao Ramon Cravo Fernandes, pelo auxílio nos testes experimentais para validação do sistema.

Ao Tiago Cesar Dezotti, pelo desenvolvimento do *firmware* do módulo de *beamformer* digital.

Ao professor Dr. Francisco Ubaldo Vieira Junior, pela fabricação do *phantom* de ultrassom utilizado nos testes.

Aos colegas do Instituto de Pesquisas Eldorado: Santiago Rodriguez, Rodrigo Giroto Borges, Caio Yoshino, Renato Alexandre Silva, Glauber Sapia, Matheus de Oliveira Correa e Haroldo José Onisto. Sou grata a todos pela revisão do projeto do módulo de transmissão e *beamformer* digital, além das contribuições técnicas para a validação do *hardware*.

Aos membros da equipe do Laboratório de Apoio e Desenvolvimento do Centro de Engenharia Biomédica, Carlos Alberto Lourenço da Silva e Flávio Renato dos Santos, pela manutenção do módulo de transmissão.

Às colegas do Departamento de Eletrônica e Engenharia Biomédica, Amanda Costa Martinez e Patrícia Cardoso de Andrade, pelas sugestões e envio de fotos dos materiais utilizados nos testes.

À Empresa Wurth Electronics, pelas amostras de componentes cedidas.

Aos amigos Amparo Diaz Muñoz e Daniel Arturo Erazo, pelo incentivo.

Aos meus familiares, pela minha formação pessoal.

Ao Edson Batista de Oliveira, por todo incentivo, paciência, carinho e apoio durante essa caminhada.

Agradeço a Deus e à Nossa Senhora, por estarem me guiando e me abençoando em cada passo. Agradeço pelas oportunidades e pela força necessária em todos os momentos da minha vida.

RESUMO

O uso de excitação codificada dos elementos de transdutores matriciais para geração de imagens de ultrassom vem sendo estudada como área de interesse pelo fato de prover imagens com maior profundidade mesmo em meios com alta atenuação e ao mesmo tempo mantendo a resolução espacial comumente encontrada em sistemas de excitação convencional usando pulsos de excitação de curta duração (da ordem de nanosegundos). Essa dissertação descreve o projeto, construção e testes de uma placa de excitação (transmissão) com 8 canais para excitação de transdutores ultrassônicos capazes de gerar pulsos de ultrassom com forma de onda arbitrária, desde pulsos de curtíssima duração (nanosegundos) até pulsos do tipo *chirp* com duração e frequência variáveis, conforme definição do usuário. A placa pode ser acoplada ao primeiro protótipo da Plataforma de Ultrassom projetada e construída pelos integrantes da RBTU (Rede Brasileira de Técnicas de Ultrassom). Para os testes da placa foi projetado e construído um *phantom* de acrílico com dois grupos de fios de nylon funcionando como alvos e montado um *setup* experimental usando kits comerciais para detecção de ecos ultrassônicos provenientes do *phantom* construído. Esses sinais de eco de radiofrequência são processados utilizando filtros casados e descasados para detecção dos alvos do *phantom* com melhor relação sinal-ruído e resolução espacial. Foram utilizados transdutores monoelemento excitados por pulsos convencionais (*short pulses* – 100 ns) e do tipo *chirp* com 5 μ s, 10 μ s e 20 μ s de duração, com frequências centrais de 2,25 MHz e 5 MHz. Os resultados das simulações computacionais e os resultados obtidos com o *setup* experimental comprovaram a capacidade do sistema construído de gerar sinais ultrassônicos com forma de onda arbitrária e a detecção dos ecos de alvos profundos mantendo a resolução espacial observada nos sistemas com excitação convencional com pulsos de curta duração.

Palavras-chave: Ultrassom, Circuitos de Transmissão, Excitação Codificada, Sinais do Tipo *Chirp*, Simulação Computacional, Processamento de Sinais.

ABSTRACT

Coded excitation of matrix transducer elements to generate ultrasound images has been used and studied as an interest area of research due to the generation of images of deeper regions even in high attenuation media while keeping spatial resolution commonly found in conventional excitation systems using very short excitation pulses (of the order of nanoseconds). This dissertation describes the design, building and tests of an excitation electronics board (transmission board) with 8 channels for ultrasound transducers capable of generating arbitrary waveform pulses, from ultra-short pulses (nanoseconds) to chirp-like pulses with variable long duration (microseconds) and central frequency defined by the user. The constructed board can be connected to the first prototype of the Ultrasound Platform developed by the researchers of the RBTU (Brazilian Network of Ultrasound Techniques – from the Portuguese Rede Brasileira de Técnicas de Ultrassom). To test the developed board, it was designed and constructed an acrylic phantom with two groups of nylon wire targets and an experimental setup using commercial boards for detection of the ultrasound echoes from the phantom targets. These radiofrequency echo signals are then processed using matched- and mismatched-filters for detecting phantom targets with better signal-to-noise ratio while keeping spatial resolution. Monoelement ultrasound transducers were excited with conventional short (100 ns) and chirp pulses with 5 μ s, 10 μ s e 20 μ s duration with 2.25 MHz and 5 MHz center frequencies. The computer simulations and the results obtained with the experimental setup have shown the capacity of the constructed system to generate ultrasound pulses with arbitrary shape and detect echoes from deep regions that, with properly processing of these echoes, to keep the spatial resolution normally found in conventional short pulses ultrasound systems.

Keywords: Ultrasound, Transmission Circuit Boards, Coded Excitation, Chirp Signals, Computer Simulation, Signal Processing.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2-1 – Princípio de imageamento por ultrassom. Diagrama esquemático de um sistema pulso-eco convencional unidimensional na formação de linhas-A utilizando um transdutor monoelemento.	27
Figura 2-2 – Circuito esquemático simplificado de um gerador de pulso de excitação unipolar de ultrassom.	29
Figura 2-3 – Circuito esquemático simplificado de um gerador de pulso de excitação bipolar de ultrassom.	30
Figura 2-4 – Circuito de transmissão simplificado para excitação multinível (5 níveis) de ultrassom.	31
Figura 2-5 – Diagrama em blocos do circuito de excitação para geração de forma de onda arbitrária de ultrassom.	32
Figura 2-6 – Diagrama de um sistema de transmissão compacto e programável para geração de forma de onda arbitrária.	34
Figura 3-1 – Diagrama de blocos do sistema para geração, transmissão e detecção de sinais ultrassônicos com forma de onda arbitrária.	39
Figura 3-2 – Interligação do Módulo de Transmissão, Módulo de <i>Beamformer</i> Digital, Módulo de Recepção (TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM) e transdutor.	40
Figura 3-3 – Diagrama de blocos do dispositivo de circuito integrado MD2134 (Supertex Inc., Sunnyvale, CA).	42
Figura 3-4 – Diagrama de blocos do sistema de transmissão em alto nível. Os 8 pulsadores possuem conexão com os conectores analógicos e digitais da Plataforma de Ultrassom.	42
Figura 3-5 – Circuito esquemático completo do canal 1 do dispositivo gerador de forma de onda arbitrária baseado no circuito integrado MD2134.	44
Figura 3-6 – <i>Layout</i> do Módulo de Transmissão desenvolvido no <i>software</i> Altium <i>Designer</i> utilizando 4 <i>layers</i>	45
Figura 3-7 – Placa de Transmissão com 8 pulsadores baseado no <i>driver</i> MD2134. (a) Vista superior e (b) vista inferior.	46
Figura 3-8 – Placa <i>Beamformer</i> Digital baseada na FPGA Virtex®-6 da Xilinx. (a) Vista superior e (b) vista inferior.	48
Figura 3-9 – Interligação do Módulo de <i>Beamformer</i> Digital, Módulo de Transmissão e gravador USB-JTAG.	49
Figura 3-10 – Sistema de recepção dos sinais de eco ultrassônico composto pelos kits de avaliação TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM fabricados pela Texas Instruments.	50
Figura 3-11 – Módulo de Recepção composto pelos kits de avaliação TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM da Texas Instruments.	50
Figura 3-12 – Diagrama do canal 1 do dispositivo TX810.	51
Figura 3-13 – Placa de avaliação TX810EVM contendo o circuito T/R <i>switch</i> . (a) Vista superior e (b) vista inferior.	52
Figura 3-14 – Placa de avaliação AFE5805EVM contendo o circuito <i>front-end</i> analógico AFE5805.	53

Figura 3-15 – Placa de avaliação TSW1400EVM utilizada para desserialização das saídas digitalizadas em LVDS.	54
Figura 3-16 – Configuração utilizada para os testes do sistema no modo de operação pulso-eco.	56
Figura 3-17 – Transdutores de ultrassom monoelemento com as faixas de frequência central de 2,25 MHz e 5,0 MHz utilizados nos testes.	57
Figura 3-18 – <i>Phantom</i> mimetizador de tecidos biológicos composto por fios de nylon com diâmetro de 0,56 mm.	58
Figura 3-19 – Vista superior do <i>phantom</i>	58
Figura 3-20 – Primeiro grupo de fios de nylon do <i>phantom</i> , composto por 11 fios, com espaçamentos regulares de 5,16 mm.	59
Figura 3-21 – Segundo grupo de fios de nylon do <i>phantom</i> , composto por 5 fios, com espaçamentos de 2,72 mm, 4,75 mm, 6,83 mm e 10,48 mm.	59
Figura 3-22 – <i>Phantom</i> acoplado ao transdutor monoelemento imersos no tanque de acrílico com água.	60
Figura 3-23 – <i>Phantom</i> computacional simulando o primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> real em água.	61
Figura 3-24 – <i>Phantom</i> computacional simulando o segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> real em água.	62
Figura 3-25 – Diagrama em blocos do sistema de geração, transmissão e detecção de sinais ultrassônicos exemplificando o modelo de retroespalhamento acústico.	63
Figura 3-26 – Pulso ultrassônico convencional com frequência central de 2,25 MHz.	64
Figura 3-27 – Sinal de RF obtido por simulação computacional devido à interação de um pulso de ultrassom com excitação convencional com os alvos do <i>phantom</i> do 1º grupo, com frequência central de 2,25 MHz.	65
Figura 3-28 – Ampliação do 1º eco do sinal de RF obtido por simulação computacional referente ao 1º grupo do <i>phantom</i> para o pulso convencional. ...	65
Figura 3-29 – Pulso ultrassônico de excitação do tipo <i>chirp</i> com <i>tapering</i> de 25%, frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e duração de 5 μ s.	66
Figura 3-30 – Sinal de RF obtido por simulação computacional devido à interação de um pulso de ultrassom com excitação <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% com os alvos do <i>phantom</i> do 1º grupo, com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	67
Figura 3-31 – Ampliação do 1º eco do sinal de RF obtido por simulação computacional referente ao pulso de excitação <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% com os alvos do <i>phantom</i> do 1º grupo, com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	67
Figura 3-32 – Respostas em magnitude (azul) e fase (verde) do filtro passa-faixa utilizado para eliminar componentes indesejados do sinal bruto de RF.	71
Figura 3-33 – Exemplo de sinal bruto de RF aplicado ao primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	71
Figura 3-34 – Exemplo de sinal de RF filtrado pelo filtro passa-faixa para eliminação de componentes não desejados.	71

Figura 3-35 – Comparação entre os espectros de frequência das respostas impulsivas dos sinais bruto e filtrado de RF indicando que o sinal de interesse não foi modificado pelo processamento.	72
Figura 3-36 – Pulso <i>chirp</i> LFM de 5 μ s e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	73
Figura 3-37 – Pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	74
Figura 3-38 – Comparação entre os espectros de frequência do pulso de excitação <i>chirp</i> de 5 μ s e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz. <i>Chirp</i> tradicional (azul) e com <i>tapering</i> 25% (vermelho).	74
Figura 3-39 – Inversão temporal da resposta impulsiva para geração do filtro casado (filtro <i>match</i>) de um pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> 25%.	75
Figura 3-40 – Filtro descasado de um pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	75
Figura 3-41 – Sinal <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% discretizado em 16 níveis. Cada nível permanece constante por 6,25 ns.	76
Figura 3-42 – Sinais PAM (registradores M0, M1, M2 e M3) necessários para a formação de um sinal <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25%.	77
Figura 4-1 – Sinal ultrassônico convencional simulado com frequência central de 2,25 MHz. (a) Pulso normalizado e (b) espectro.	81
Figura 4-2 – Sinal retroespalhado do pulso ultrassônico convencional com frequência central de 2,25 MHz. (a) Primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional e (b) segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional.	81
Figura 4-3 – Sinal ultrassônico convencional simulado com frequência central de 5 MHz. (a) Pulso normalizado e (b) espectro.	82
Figura 4-4 – Sinal retroespalhado do pulso ultrassônico convencional com frequência central de 5 MHz. (a) Primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional e (b) segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional.	82
Figura 4-5 – Pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	83
Figura 4-6 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	84
Figura 4-7 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	85
Figura 4-8 – Pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.	86
Figura 4-9 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	87
Figura 4-10 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no	

segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	88
Figura 4-11 – Pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz	89
Figura 4-12 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	90
Figura 4-13 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	91
Figura 4-14 – Pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz	92
Figura 4-15 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	93
Figura 4-16 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	94
Figura 4-17 – Pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz	95
Figura 4-18 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	96
Figura 4-19 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	97
Figura 4-20 – Pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz	98
Figura 4-21 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	99
Figura 4-22 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	100
Figura 4-23 – Pulso convencional medido na carga RC da placa de transmissão.	101
Figura 4-24 – Pulso <i>chirp</i> de 20 μ s medido na carga RC do sistema de transmissão.	102

Figura 4-25 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	103
Figura 4-26 – Ampliação e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal de RF e (b) Envelope.	103
Figura 4-27 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	104
Figura 4-28 – Ampliação e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal de RF e (b) Envelope.	104
Figura 4-29 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	105
Figura 4-30 – Sinal de RF e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal de RF e (b) Envelope.	105
Figura 4-31 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	106
Figura 4-32 – Sinal de RF e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal de RF e (b) Envelope.	106
Figura 4-33 – Resposta impulsiva de uma excitação com pulso <i>chirp</i> de duração de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% aplicada no transdutor monoelemento de 2,25 MHz. Na profundidade de 0 mm inicia-se o pulso excitatório e o primeiro eco (próximo de 140 mm) é a resposta impulsiva do transdutor para este tipo de excitação.	107
Figura 4-34 – Resposta impulsiva e seu espectro de frequência utilizando um transdutor monoelemento de 2,25 MHz e excitação <i>chirp</i> de 5 μ s e <i>tapering</i> de 25%. (a) Resposta impulsiva e (b) comparação entre os espectros de frequência referentes aos sinais bruto e após a aplicação do filtro passa-faixa.	108
Figura 4-35 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	109
Figura 4-36 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	109
Figura 4-37 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope..	110
Figura 4-38 – Comparação entre os sinais de eco e seu processamento com filtro casado e filtro descasado do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	111
Figura 4-39 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	112
Figura 4-40 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	112

Figura 4-41 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope..	113
Figura 4-42 – Comparação entre os sinais de eco e seu processamento com filtro casado e com filtro descasado do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	114
Figura 4-43 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> .	115
Figura 4-44 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	116
Figura 4-45 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope..	116
Figura 4-46 – Comparação entre os sinais de eco e seu processamento com filtro casado e filtro descasado do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	117
Figura 4-47 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> .	118
Figura 4-48 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	118
Figura 4-49 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope..	119
Figura 4-50 – Comparação entre os sinais de eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> e seu processamento com filtro casado e filtro descasado. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	120
Figura 4-51 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> .	121
Figura 4-52 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	122
Figura 4-53 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope..	122
Figura 4-54 – Comparação entre os sinais de eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> e de seu processamento do filtro casado e do filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	123

Figura 4-55 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> .	124
Figura 4-56 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	124
Figura 4-57 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope..	125
Figura 4-58 – Comparação entre os sinais de eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> com os sinais de seu processamento do filtro casado e do filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	126
Figura 4-59 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	127
Figura 4-60 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	128
Figura 4-61 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.....	128
Figura 4-62 – Comparação entre os sinais de eco e com processamento do filtro casado e do filtro descasado do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	129
Figura 4-63 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	130
Figura 4-64 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	130
Figura 4-65 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.....	131
Figura 4-66 – Comparação entre os sinais de eco e com processamento do filtro casado e do filtro descasado do pulso <i>chirp</i> de 5 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	132
Figura 4-67 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	133
Figura 4-68 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	134
Figura 4-69 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.....	134

Figura 4-70 – Comparação entre o sinal de eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> com os sinais após seu processamento com filtro casado e com filtro descasado. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.....	135
Figura 4-71 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	136
Figura 4-72 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	136
Figura 4-73 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.....	137
Figura 4-74 – Comparação entre o sinal de eco do pulso <i>chirp</i> de 10 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> com os sinais após processamento com filtro casado e com filtro descasado. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	138
Figura 4-75 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	139
Figura 4-76 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	140
Figura 4-77 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.....	140
Figura 4-78 – Comparação entre os sinais de eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do <i>phantom</i> com os de seu processamento com filtro casado e com filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	141
Figura 4-79 – Eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i>	142
Figura 4-80 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.	142
Figura 4-81 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> . (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.....	143
Figura 4-82 – Comparação entre o sinal de eco do pulso <i>chirp</i> de 20 μ s com <i>tapering</i> de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do <i>phantom</i> e os sinais após seu processamento com filtro casado e com filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.	144
Figura 4-83 – Sinal de eco dos alvos do <i>phantom</i> após filtragem com filtro descasado usando transdutor de 5 MHz; São mostrados os ecos dos alvos 4 em	

diante (do primeiro grupo de espalhadores): a) <i>chirp</i> com 10 μ s de duração; b) <i>chirp</i> com 20 μ s de duração.	149
Figura 4-84 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do <i>phantom</i> (u.a.) utilizando o transdutor de 2,25 MHz.	153
Figura 4-85 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do <i>phantom</i> (u.a.) utilizando o transdutor de 2,25 MHz.	153
Figura 4-86 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do <i>phantom</i> (u.a.) utilizando o transdutor de 5 MHz.	155
Figura 4-87 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do <i>phantom</i> (u.a.) utilizando o transdutor de 5 MHz.	155

LISTA DE TABELAS

Tabela 3-1 – Especificação de requisitos do Módulo de Transmissão.....	40
Tabela 3-2 – Despesas de compra de materiais e serviços para o desenvolvimento do Módulo de Transmissão.	46
Tabela 3-3 – Sequência de transmissão de pulso convencional ou <i>chirp</i> para recepção e processamento de sinais utilizando filtros casado e descasado.....	69
Tabela 3-4 – Etapas de processamento do método proposto para geração de sinais com a aplicação de filtros casados e descasados.	70
Tabela 3-5 – Parâmetros do filtro passa-faixa utilizado para eliminação dos componentes indesejados do sinal de eco.....	70
Tabela 3-6 – Considerações para geração do sinal PAM (M0, M1, M2 e M3) ...	78
Tabela 3-7 – Atribuição dos 16 níveis do PAM.....	78
Tabela 3-8 – Configuração do DAC de 8 <i>bits</i> com o valor máximo de 255.	79
Tabela 4-1 – Espaçamento entre os espalhadores do primeiro grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 2,25 MHz.	150
Tabela 4-2 – Espaçamento entre os espalhadores do segundo grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 2,25 MHz.	151
Tabela 4-3 – Espaçamento entre os espalhadores do primeiro grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 5 MHz.	151
Tabela 4-4 – Espaçamento entre os espalhadores do segundo grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 5 MHz.	151
Tabela 4-5 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do <i>phantom</i> (u.a.) utilizando o transdutor de 2,25 MHz.	152
Tabela 4-6 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 2,25 MHz.	152
Tabela 4-7 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 5 MHz.	154
Tabela 4-8 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do <i>phantom</i> utilizando o transdutor de 5 MHz.	154

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AFE	<i>Analog-Front-End</i>
AMP	Amplificador
BW	Largura de banda
CEB	Centro de Engenharia Biomédica
CI	Circuito Integrado
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DP	Desvio Padrão
EUA	Estados Unidos da América
EVM	<i>Evaluation Module</i>
FEEC	Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FMUSP	Faculdade de Medicina da Universidade de São Paulo
FPB	Filtro Passa-Baixas
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
HS DAC	Conversor Analógico para Digital de Alta Velocidade
HSDC	<i>High Speed Data Converter</i>
HV	<i>High Voltage</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
INCOR	Instituto do Coração do HC/FMUSP
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LFM	<i>Linear Frequency Modulation</i> (Modulação em Frequência Linear)
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LUSIB	Laboratório de Ultrassom e Instrumentação Biomédica
LVDS	<i>Low Voltage Differential Signaling</i>
MF	<i>Matched Filter</i> (Filtro casado)
MMF	<i>Mismatched Filter</i> (Filtro descasado)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NBR	Norma Brasileira

PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PGA	<i>Programmable Gain Amplifier</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PSLR	<i>Peak Sidelobe Level Ratio</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RBTU	Rede Brasileira de Técnicas de Ultrassom
RF	<i>Radio Frequency</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio (Relação sinal-ruído)</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SUS	Sistema Único de Saúde
T	Duração do sinal
TBP	<i>Time–Bandwidth Product</i>
TGC	<i>Time Gain Compensation</i>
UFRJ	Universidade Federal do Rio de Janeiro
UFSCar	Universidade Federal de São Carlos
UNICAMP	Universidade Estadual de Campinas
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
USP	Universidade de São Paulo
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
VCA	<i>Voltage Controlled Amplifier</i>
VHDL	<i>Very High-Level Design Language</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	22
1.1 OBJETIVOS.....	24
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	25
2 REVISÃO DA LITERATURA	26
2.1 PRINCÍPIOS DE GERAÇÃO DE IMAGENS DE ULTRASSOM.....	26
2.2 CIRCUITOS GERADORES DE PULSO DE EXCITAÇÃO.....	29
2.2.1 CIRCUITO DE TRANSMISSÃO COM PULSOS UNIPOLARES	29
2.2.2 CIRCUITO DE TRANSMISSÃO COM PULSOS BIPOLARES	30
2.2.3 CIRCUITO DE TRANSMISSÃO COM PULSOS BIPOLARES MULTINÍVEL	31
2.2.4 CIRCUITO GERADOR DE FORMA DE ONDA ARBITRÁRIA	32
2.3 SISTEMA DE TRANSMISSÃO E EXCITAÇÃO CODIFICADA	35
2.3.1 COMPRESSÃO DE PULSOS: FILTROS CASADOS E DESCASADOS	36
3 METODOLOGIA.....	38
3.1 SISTEMA DE GERAÇÃO, TRANSMISSÃO E DETECÇÃO DE SINAIS DE ULTRASSOM	38
3.2 MÓDULO DE TRANSMISSÃO	41
3.3 MÓDULO DE BEAMFORMER DIGITAL.....	47
3.4 MÓDULO DE RECEPÇÃO.....	49
3.4.1 UNIDADE T/R SWITCH (TX810EVM).....	51
3.4.2 UNIDADE AFE (AFE5805EVM)	52
3.4.3 UNIDADE DE DESSERIALIZAÇÃO (TSW1400EVM).....	53
3.5 EQUIPAMENTOS E MATERIAIS UTILIZADOS NOS TESTES.....	55
3.5.1 TRANSDUTORES.....	56
3.5.2 <i>PHANTOM</i> DE ULTRASSOM	57
3.6 PROGRAMAS PARA PROCESSAMENTO DOS SINAIS.....	68
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	80
4.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES.....	80
4.1.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 2,25 MHZ	80

4.1.2 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 5 MHZ	82
4.1.3 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHZ \pm 1 MHZ	83
4.1.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHZ \pm 1 MHZ	86
4.1.5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHZ \pm 1 MHZ	89
4.1.6 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHZ \pm 2 MHZ	92
4.1.7 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHZ \pm 2 MHZ	95
4.1.8 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHZ \pm 2 MHZ	98
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
4.2.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 2,25 MHZ	102
4.2.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 5 MHZ	104
4.2.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA OBTER A RESPOSTA IMPULSIVA DE UM PULSO <i>CHIRP</i>	107
4.2.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHZ \pm 1 MHZ	108
4.2.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHZ \pm 1 MHZ	115
4.2.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHZ \pm 1 MHZ	121
4.2.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHZ \pm 2 MHZ	127
4.2.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHZ \pm 2 MHZ	133
4.2.9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO <i>CHIRP</i> DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHZ \pm 2 MHZ	139
4.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS E DISCUSSÃO	145
5 CONCLUSÃO.....	156
APÊNDICE 1	161
APÊNDICE 2.....	161

1 INTRODUÇÃO

O imageamento por ultrassom é uma modalidade bem estabelecida e amplamente utilizada em diagnósticos médicos, com excelentes características de não invasividade, baixo custo e capacidade de operação em tempo real (QIU *et al.*, 2012).

Os principais parâmetros que determinam a qualidade da imagem de ultrassom são a resolução espacial e a profundidade de penetração, sendo que os sistemas de ultrassom tipicamente operam em uma faixa de frequência entre 2 MHz a 20 MHz (JENSEN, 2007). Devido a essas elevadas frequências de emissão, há uma melhoria na resolução espacial. Entretanto, a atenuação, fortemente dependente da frequência, impõe limitações na capacidade de penetração da onda acústica (STEIN *et al.*, 2008).

Uma alternativa para contornar esse obstáculo é aumentar a potência de emissão acústica, aumentando a amplitude e/ou a duração do pulso de excitação. Entretanto, o aumento da amplitude do sinal de excitação aumenta a potência acústica instantânea, parâmetro que está limitado a valores pré-estabelecidos por órgãos reguladores sobre a máxima energia que pode ser entregue ao paciente sem causar nenhum efeito colateral (KWAN, 2002). Para superar essa limitação, um método de excitação por pulso codificado, que causa um aumento da duração do pulso, foi proposto por O'Donnell em 1992 (O'DONNELL, 1992).

A utilização de técnicas de excitação codificada permite alongar temporalmente o pulso transmitido e comprimir a saída, na recepção, por meio da utilização de filtro casado e filtro descasado (MACHADO, 2017). As vantagens do uso de sinais codificados são um aumento na profundidade de penetração e/ou um aumento na relação sinal-ruído (SNR). Uma maior SNR permitirá que imagens de estruturas que estão localizadas mais profundamente, dentro do corpo humano, possam ser capturadas com melhor resolução (MISARIDIS *et al.*, 2005).

Para permitir o desenvolvimento e a avaliação de técnicas inovadoras de transmissão é necessário o acesso aos parâmetros de controle de excitação que normalmente não são totalmente disponíveis nos equipamentos comerciais de geração de imagem por ultrassom para auxílio ao diagnóstico médico. Dessa forma, o desenvolvimento de plataformas de ultrassom abertas e flexíveis destinadas à pesquisa, com capacidade de geração de pulsos de ultrassom codificados, vem sendo implementados (JENSEN, 2005; QIU *et al.*, 2012; ASSEF, 2012; OZUM *et al.*, 2017).

Apesar de existirem diversos fabricantes de sistemas comerciais de imageamento por ultrassom, todos eles são multinacionais, o que demanda um elevado custo para o Sistema Único de Saúde (SUS) do Brasil para importação de equipamentos, transdutores, *softwares* aplicativos e peças de manutenção, elevando o déficit na balança comercial brasileira. Um importante passo foi dado pelo Ministério da Saúde do Brasil para a formação da Rede Brasileira de Técnicas de Ultrassom (RBTU). O principal objetivo da ação foi a integração de conhecimento dos grupos de pesquisa envolvendo as instituições Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Universidade de São Paulo (USP), Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) e Universidade Federal de São Carlos (UFSCar), além do Instituto do Coração (INCOR) do Hospital das Clínicas da Faculdade de Medicina da Universidade de São Paulo (Incor/HC/FMUSP), para o desenvolvimento e construção de uma Plataforma Tecnológica de Ultrassom nacional envolvendo diferentes conhecimentos de projeto de *hardware*, *software*, *firmware*, mecânica, *design*, com transferência de tecnologia para a indústria brasileira. No projeto, o Instituto de Pesquisas Eldorado foi contratado para o desenvolvimento do produto e avaliação da segurança e desempenho, conforme especificações das normas técnicas da série da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) NBR IEC 60601, com posterior transferência para a indústria nacional.

Entretanto, mais ações são necessárias para estimular a produção, o desenvolvimento científico-tecnológico e inovação de equipamentos e materiais estratégicos para a saúde, visando adquirir capacidade tecnológica e produtiva para atender às necessidades do SUS (OLIVEIRA *et al.*, 2020, MEDEIROS *et al.*, 2014, ONISTO *et al.*, 2014, ONISTO *et al.*, 2015). Tais ações são descritas na Portaria número 375 do Ministério da Saúde, publicada em 28 de fevereiro de 2008, que instituiu, no âmbito do SUS, o Programa Nacional para Qualificação, Produção e Inovação em Equipamentos e Materiais de Uso em Saúde (MINISTÉRIO DA SAÚDE - BRASIL, 2008).

A plataforma desenvolvida pela RBTU utiliza pulsos convencionais para gerar imagens em Modos B e M (pulsos elétricos de excitação dos elementos piezoelétricos dos transdutores com curtíssima duração, da ordem de algumas dezenas de nanosegundos), com tensões de excitação variando entre 10 V e 60 V. Embora altas, estas tensões de excitação com curta duração limitam, como já explicado, a penetração do ultrassom gerado, devido à atenuação das ondas ultrassônicas nos

tecidos, que é também fortemente dependente da frequência do pulso de investigação.

Nesta dissertação, foi estudada a técnica de excitação codificada, projetando-se e construindo um sistema de excitação específico para gerar ondas de ultrassom com formato arbitrário, em especial do tipo *chirp*, que permite a detecção de alvos distantes do transdutor mantendo a capacidade de resolução espacial dos sistemas de ultrassom convencional. É de interesse da RBTU que sistemas semelhantes e com número de canais compatíveis com os sistemas de ultrassonografia tradicionais seja incorporado na plataforma já desenvolvida. Esta é a principal motivação para este trabalho.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um sistema de transmissão multicanal gerador de forma de onda arbitrária de modo a possibilitar uma análise comparativa entre o uso de excitações convencional e codificadas.

Além do objetivo principal, este trabalho apresenta os seguintes objetivos específicos:

- a) Desenvolver e avaliar um *hardware* com 8 canais de transmissão de pulsos elétricos, com capacidade de geração de forma de onda arbitrária, para a excitação de transdutores de ultrassom, integrável à Plataforma de Ultrassom desenvolvida pela RBTU;
- b) Gerar pulsos com excitação convencional e excitação codificada com modulação em frequência (*chirp*);
- c) Detectar ecos de ultrassom de estruturas distantes (projeto e construção de *phantom* específico para testes) utilizando a metodologia de filtros casados e descasados;
- d) Comparar o desempenho dos pulsos convencional e codificados por meio dos sinais de eco.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2, faz-se uma revisão bibliográfica na qual são apresentados conceitos básicos sobre imageamento por ultrassom, geração de pulsos ultrassônicos e técnicas de filtros casados e descasados. O Capítulo 3 apresenta os materiais e métodos utilizados para o desenvolvimento do sistema de transmissão reconfigurável gerador de forma de onda arbitrária, simulação computacional e *setup* experimental para testes do sistema desenvolvido. No Capítulo 4 são apresentados os resultados e discussão sobre o trabalho. O Capítulo 5 apresenta as conclusões da pesquisa.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo são apresentadas as características de propagação de ondas ultrassônicas em um meio, os principais tipos de circuitos geradores de pulsos de ultrassom e os princípios da excitação codificada.

2.1 PRINCÍPIOS DE GERAÇÃO DE IMAGENS DE ULTRASSOM

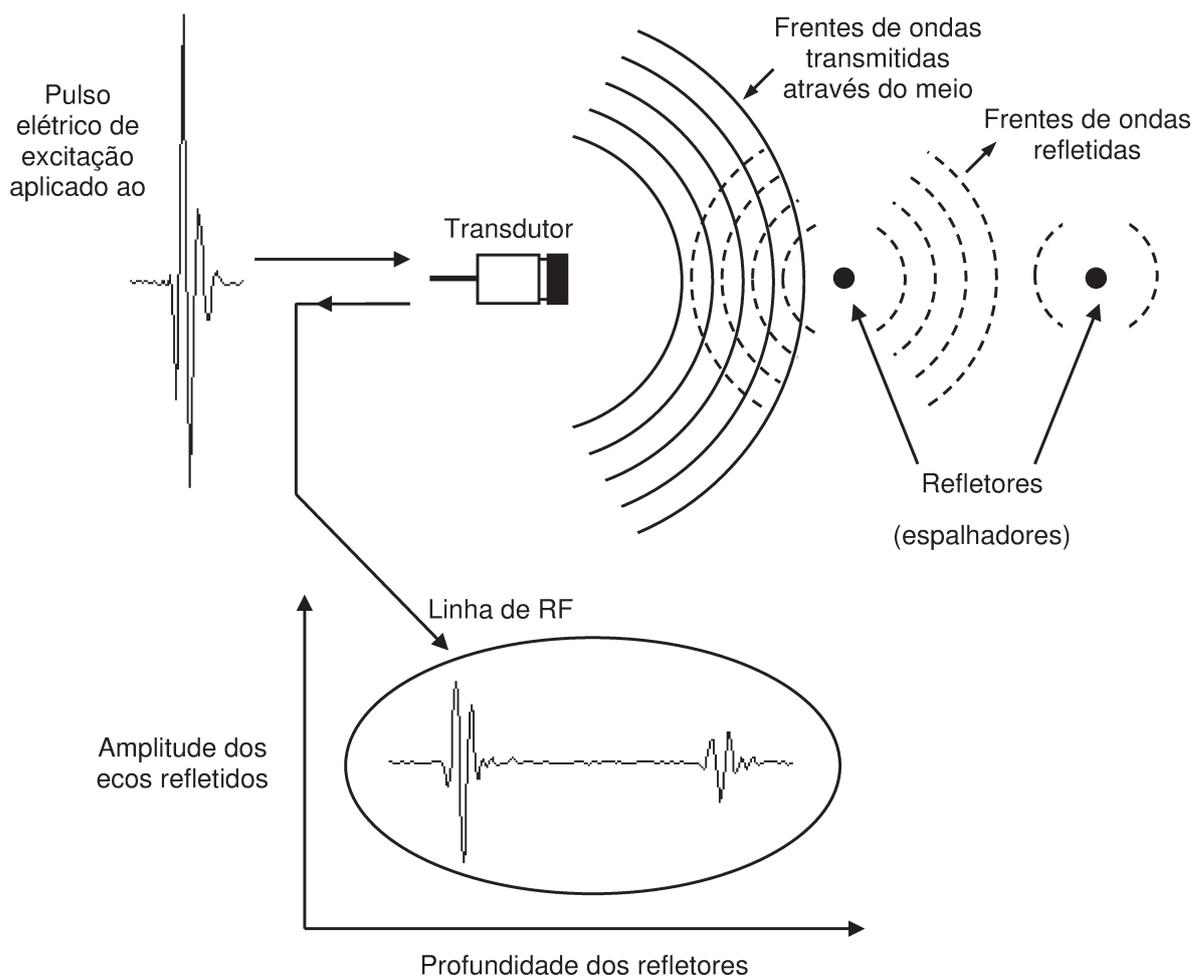
O ultrassom pode ser definido como uma onda acústica com frequências acima da faixa audível aos seres humanos, isto é, acima de 20 kHz. Ondas ultrassônicas são vibrações mecânicas (movimento das partículas) que vão se propagando de molécula a molécula de um determinado meio, alterando a pressão do ambiente ao redor (BRONZINO, 1986).

A onda de ultrassom é transmitida aos meios físicos sob investigação por meio do transdutor, que converte sinais elétricos em mecânicos e mecânicos em elétricos (quando em modo de recepção). Os transdutores são compostos por um conjunto de elementos piezoelétricos, ou seja, materiais que sofrem deformação mecânica ao serem excitados por tensões elétricas (YOUNG, 1988).

Ao se propagar entre dois meios diferentes, o sinal de ultrassom sofre alterações na sua intensidade, direção e velocidade de propagação. As ondas refletidas nos espalhadores do meio, com diferentes impedâncias acústicas, são detectadas pelo mesmo transdutor operando no modo pulso-eco, trazendo informações sobre a posição e densidade dos objetos refletidos (WELLS, 1977; JENSEN *et al.*, 2007).

Na Figura 2-1 é apresentado um diagrama esquemático do princípio básico de funcionamento de um sistema pulso-eco convencional, utilizando um transdutor monoelemento, no processo de formação de linhas-A.

Figura 2-1 – Princípio de imageamento por ultrassom. Diagrama esquemático de um sistema pulso-eco convencional unidimensional na formação de linhas-A utilizando um transdutor monoelemento.



Fonte: Assef, 2013.

Um pulso elétrico é enviado ao transdutor de ultrassom, fazendo o cristal piezoelétrico entrar em modo de vibração, gerando um pulso ultrassônico que é transmitido ao meio de interesse.

Ao se propagar no meio, o pulso ultrassônico sofre atenuação, perdendo parte de sua energia na propagação. A amplitude (I) de um sinal decai exponencialmente em função de um coeficiente de atenuação (α) e da distância (d) percorrida pela onda,

$$I = I_0 e^{-\alpha d} \quad (2.1)$$

na qual I_0 é a amplitude inicial do sinal e α é o coeficiente de atenuação em dB/cm.

Por exemplo, na água, a atenuação na propagação da onda acústica é de 0,002 dB/(cm.MHz). No corpo humano, a atenuação é mais elevada, sendo 0,1 dB/(cm.MHz) no sangue, 10 dB/(cm.MHz) nos ossos, e de 1,5 dB/(cm.MHz) a 2,5 dB/(cm.MHz) nos músculos (BRONZINO, 1986).

Se os meios possuem interfaces refletoras com diferentes impedâncias acústicas ocorre reflexão e refração e se os meios possuem impedâncias acústicas iguais, o ultrassom é totalmente transmitido (WELLS, 1977).

O transdutor receberá diferentes sinais refletidos em instantes de tempo diferentes e essas várias reflexões são chamadas de ecos (HEDRICK *et al.*, 1995). É possível calcular a profundidade de cada interface (d) conhecendo-se a velocidade de propagação do ultrassom naquele meio (c) e o tempo (t) entre a transmissão da onda e a recepção do eco (HEDRICK *et al.*, 1995); esse cálculo é dado pela Equação 2.2:

$$d = \frac{c \cdot t}{2} \quad (2.2)$$

Os sinais de ecos capturados passam por estágios de processamento de sinais, para determinação de suas envoltórias (ou envelope), sendo comumente representados, em sua forma gráfica mais simples, como a amplitude do eco em função da profundidade (MACHADO, 2017).

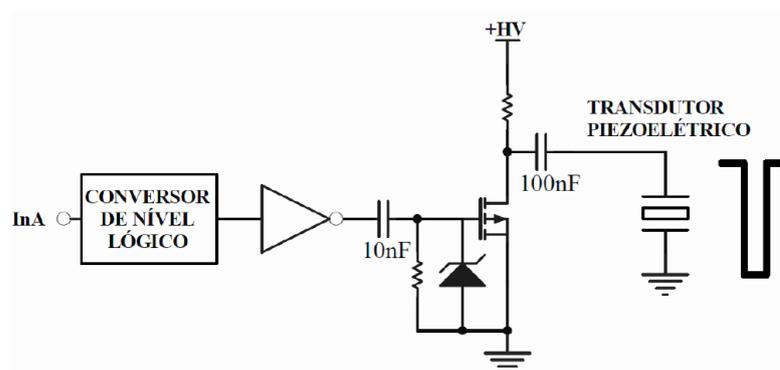
2.2 CIRCUITOS GERADORES DE PULSO DE EXCITAÇÃO

Nos sistemas de ultrassom, são utilizados módulos eletrônicos para envio dos pulsos elétricos de alta tensão para excitação dos transdutores. Foi apresentada por Assef (2012) quatro topologias de módulos eletrônicos geralmente utilizadas: transmissão com pulsos unipolares, pulsos bipolares, excitação multinível e forma de onda arbitrária de ultrassom, que serão descritas a seguir.

2.2.1 CIRCUITO DE TRANSMISSÃO COM PULSOS UNIPOLARES

Os circuitos geradores de pulso unipolares de alta tensão (HV - *High Voltage*), semelhante ao mostrado na Figura 2-2, apresentam facilidade de implementação e baixo custo, sendo utilizados com frequência na unidade de transmissão. Esta unidade é composta pelo *buffer* conversor de nível lógico e *driver* de corrente e circuito de potência. Na interface lógica de entrada InA, é aplicado o pulso lógico de disparo ao circuito formado pelo *buffer* de tensão e *driver* de corrente. Em seguida, o sinal condicionado dispara o transistor de potência MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) canal N, com dreno conectado em uma fonte HV. Quando é aplicado o pulso de disparo, o MOSFET conduz, e toda a tensão armazenada no capacitor de 100 nF é aplicada a um dos elementos piezoelétricos do transdutor, porém com polaridade invertida.

Figura 2-2 – Circuito esquemático simplificado de um gerador de pulso de excitação unipolar de ultrassom.

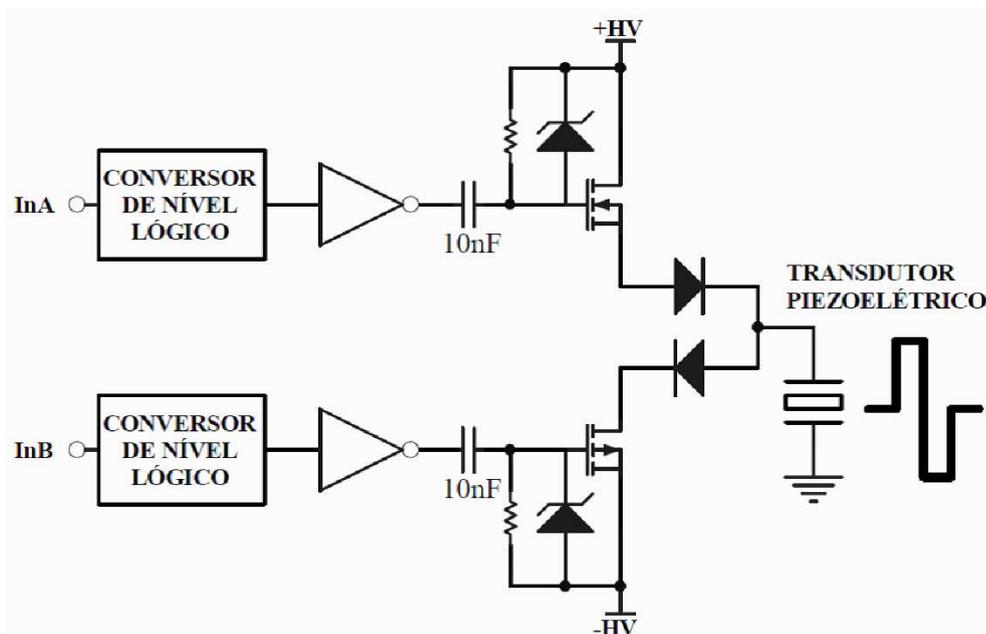


Fonte: Assef *et al.*, 2012.

2.2.2 CIRCUITO DE TRANSMISSÃO COM PULSOS BIPOLARES

Os circuitos geradores de pulsos bipolares de onda quadrada, semelhantes ao apresentado na Figura 2-3, são frequentemente utilizados para acionar os elementos dos transdutores nos equipamentos comerciais de ultrassom. Devido à alta tensão aplicada, é possível obter uma maior sensibilidade com melhoria na SNR, bem como uma boa penetração do campo acústico. São utilizados dois MOSFETS de canais N e P, na configuração *push-pull* com capacidade de prover correntes de pico acima de 2 A, para excitação com onda quadrada de alta tensão. Os pulsos lógicos de disparo são aplicados às entradas InA e InB alternadamente, excitando o transdutor com as tensões positiva e negativa das fontes de alta tensão.

Figura 2-3 – Circuito esquemático simplificado de um gerador de pulso de excitação bipolar de ultrassom.

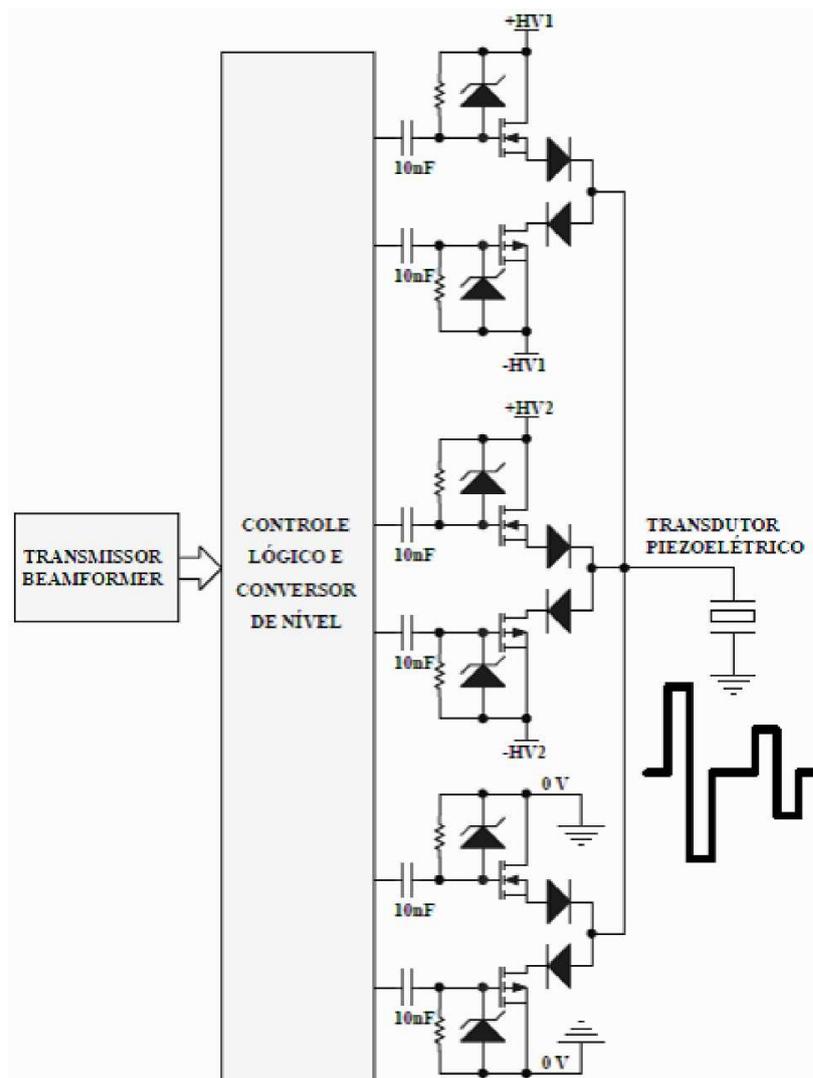


Fonte: Assef *et al.*, 2012.

2.2.3 CIRCUITO DE TRANSMISSÃO COM PULSOS BIPOLARES MULTINÍVEL

Os circuitos de transmissão de pulsos bipolares multinível de alta tensão, semelhantes ao mostrado na Figura 2-4, utilizam múltiplas fontes de alimentação e possibilitam a geração de formas de onda mais complexas. Nessa configuração, são utilizados circuitos integrados com *drivers* de ultrassom multicanais, que operam em alta velocidade e possuem entradas lógicas para controle individual dos canais de excitação. As interfaces de saída apresentam *drivers* de corrente para excitar o respectivo par de MOSFETs P e N de alta tensão.

Figura 2-4 – Circuito de transmissão simplificado para excitação multinível (5 níveis) de ultrassom.

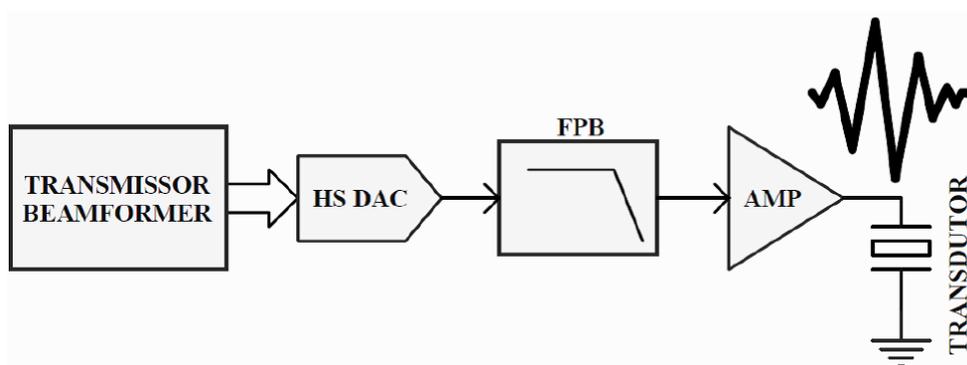


Fonte: Assef *et al.*, 2012.

2.2.4 CIRCUITO GERADOR DE FORMA DE ONDA ARBITRÁRIA

Os circuitos geradores de onda arbitrária, semelhante ao mostrado no diagrama da Figura 2-5, são o estado da arte na forma de transmissão de sinais de ultrassom. O transmissor *beamformer* gera o controle digital, tipicamente entre 8 e 12 *bits*, com elevada taxa de comunicação (≥ 20 MHz) para otimizar a qualidade da imagem. Conversores digital para analógico de alta velocidade (HS DAC) são usados para converter a forma de onda digital para um sinal analógico. É utilizado um filtro passa-baixas (FPB) para eliminar a alta frequência de chaveamento. O sinal filtrado é aplicado ao amplificador com controle linear de alta tensão para excitação dos elementos transdutores.

Figura 2-5 – Diagrama em blocos do circuito de excitação para geração de forma de onda arbitrária de ultrassom.



Fonte: Assef *et al.*, 2012.

Diversas pesquisas têm explorado diferentes métodos de geração de forma de onda arbitrária de ultrassom, buscando melhorias da técnica ultrassônica. Por exemplo, Jensen *et al.* (2005) realizaram o desenvolvimento de uma plataforma de ultrassom projetada especificamente para fins de pesquisa e que opera em tempo real. O sistema possibilita a geração de forma de onda arbitrária e armazenamento de dados dos elementos transdutores para avaliação clínica da abertura sintética e imagens 3D. Nesse sistema é possível excitar 128 elementos transdutores por meio de 8 placas de transmissão com 16 canais cada, sendo utilizado um dispositivo *Field Programmable Gate Array* (FPGA) para o controle de cada 8 elementos transmissores. Os sinais são recebidos e amostrados simultaneamente a 40 MHz com

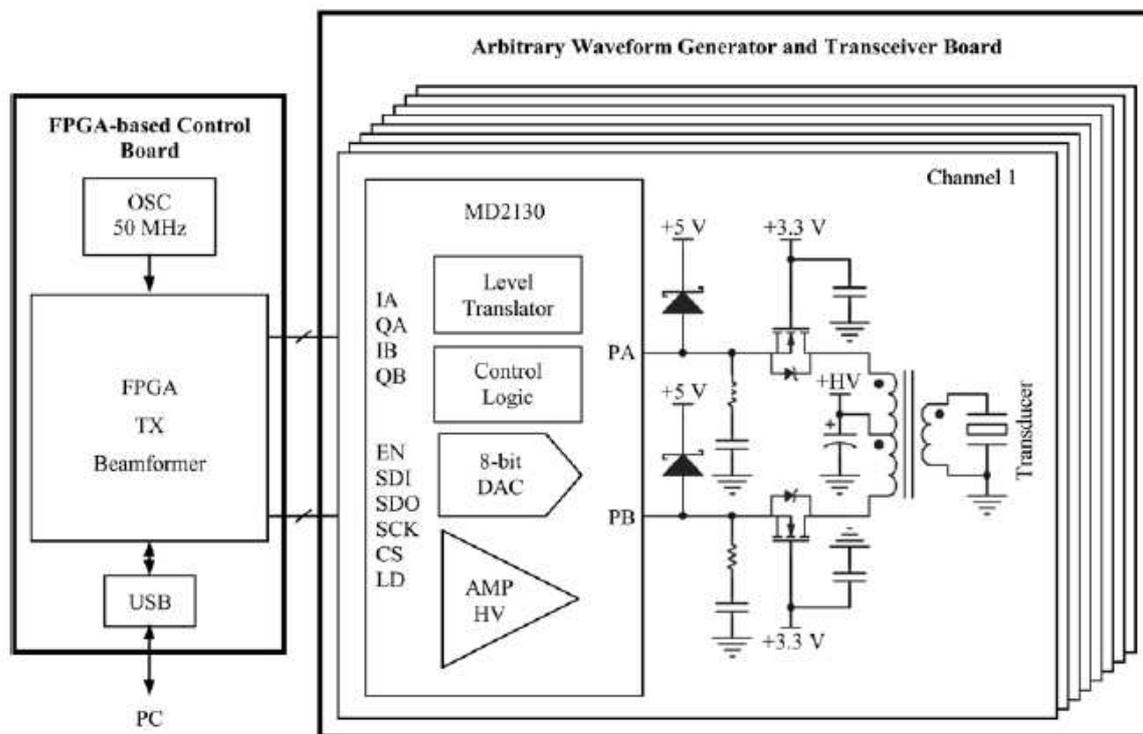
precisão de 12 *bits*. O controle do sistema é feito por meio do protocolo de comunicação Ethernet e o *software* Matlab.

Qiu *et al.* (2012) propuseram o desenvolvimento de um gerador de pulsos multifuncional e reconfigurável para imagens de ultrassom de alta frequência, sendo possível gerar pulsos unipolar, bipolar e arbitrários de alta tensão. As características dos pulsos, como forma de onda, frequência, tempo de duração são configuradas por meio de uma FPGA controlada por *software* através de uma porta USB. No sistema proposto, o pulso unipolar pode atingir mais de 165 V_{pp} com uma largura de banda de 6 dB de 70 MHz, e o pulso bipolar e pulsos arbitrários podem atingir 150 e 60 V_{pp} com frequências centrais de 60 e 120 MHz, respectivamente.

O desenvolvimento de um sistema de transmissão compacto e programável para geração de forma de onda arbitrária foi apresentado por Assef *et al.* (2012, 2013). A arquitetura da plataforma consiste em 8 canais de excitação independentes, baseado no circuito integrado de alta velocidade para geração de forma de onda arbitrária de ultrassom MD2130 (Supertex Inc., Sunnyvale, CA), mostrado na Figura 2-6. Uma FPGA é utilizada para realizar o controle eletrônico dos canais de geração do feixe acústico ultrassônico de transmissão. O sistema opera no modo pulso-eco, com frequência central de até 20 MHz, tensão de excitação de ± 100 V, e utiliza técnicas de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) para fazer o controle individual da amplitude de apodização, ângulo de fase e atraso temporal de disparo.

Wang e Saniie (2016) desenvolveram uma plataforma de ultrassom reconfigurável de 8 canais de excitação, com alto desempenho, baixo custo e que opera em tempo real. O sistema é composto por kits de desenvolvimento destinados à transmissão do pulso de ultrassom, proteção T/R *switches*, amplificação, conversão digital para analógico e analógico para digital, e fornecimento dos níveis de tensão necessários. Uma placa Zedboard (Avnet Inc., Phoenix, AZ), que contém uma FPGA Xilinx e um processador integrados, é utilizada para controle do sistema.

Figura 2-6 – Diagrama de um sistema de transmissão compacto e programável para geração de forma de onda arbitrária.



Fonte: Assef *et al*, 2013.

Ozum *et al.* (2017) propuseram uma plataforma de pesquisa modular contendo 16 canais de transmissão de onda arbitrária de ultrassom, baseado no circuito integrado MD2131 (Supertex Inc., Sunnyvale, CA). Os parâmetros do sinal gerado como forma de onda, amplitude, fase, frequência e ciclo de trabalho, são controlados por uma placa-mãe e ajustados em uma interface gráfica no computador (PC).

Giannelli *et al.* (2019) apresentaram o desenvolvimento de um sistema de transmissão capaz de gerar formas de onda arbitrárias com largura de banda de até 1 MHz. Uma FPGA é responsável pelo controle dos 8 canais de transmissão, gerando diferentes pulsos de até $\pm 96V$.

Um estudo realizado por Boni *et al.* (2018) mostra as diferentes plataformas de ultrassom abertas e flexíveis destinadas a pesquisa. As plataformas analisadas apresentaram de 256 a 1024 canais de transmissão programáveis operando com frequências de 0,5 a 30 MHz, conversor analógico para digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*) de 10 a 14 *bits*, e conexão com PC.

A maioria dos sistemas apresentados é capaz de gerar forma de onda arbitrária de ultrassom, sendo controlados por FPGAs.

2.3 SISTEMA DE TRANSMISSÃO E EXCITAÇÃO CODIFICADA

As técnicas de transmissão utilizando excitação codificada vêm sendo estudadas, desde a década de 90, no âmbito de pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias por ultrassom na área médica (O'DONNELL, 1992, HAIDER *et al.*, 1996, ASSEF, 2013). O uso dos pulsos codificados visa melhorar a SNR sobre técnicas de excitação convencional, sem comprometer a resolução espacial do pulso (COOK, 1988). O aumento da SNR oferecido pela excitação codificada melhora a capacidade de penetração do pulso aplicado, sem aumentar a tensão de excitação, assim como a qualidade das imagens obtidas (HUANG & LI, 2006).

O'Donnell (1992) realizou estudos com pulsos de excitações codificadas em frequência linear, denominadas *pseudo-chirp*, no qual levou-se em consideração os níveis de pressão acústica que garantem a segurança do paciente. Concluiu-se que a utilização de sinais codificados apresentava um potencial de ganho de 15 a 20 dB na SNR quando comparados às técnicas de excitação convencional.

Misaridis *et al.* (2000) mostraram as vantagens da excitação codificada em termos de melhora no SNR e na profundidade de penetração quando comparado a um sistema de transmissão convencional. A profundidade de penetração pode ser potencialmente aumentada em 7–10 cm usando um transdutor de 4 MHz.

Os princípios básicos de formulação dos mecanismos de excitação/compressão da classe de sinais modulados em frequência (e.g. linear, não-linear, exponencial) foram desenvolvidos por Misaridis e Jensen (2005a, 2005b). Foram apresentadas as vantagens e desvantagens do uso de filtros casado (MF – *matched filter*) e descasado (MMF – *mmismatched filter*) na compressão de pulsos codificados no tempo, aplicados a sistemas ultrassônicos. Os autores concluíram que as excitações codificadas em frequência linear possuem as características mais robustas para aplicações em ultrassom médico, conseguindo um aumento na SNR de 10 a 20 dB. Adicionalmente, mostraram uma melhora significativa na profundidade de penetração e contraste, ao mesmo tempo que preservam a resolução axial e lateral.

Behar e Adam (2004) realizaram um estudo teórico acompanhado de simulações numéricas com relação a uma série de considerações que devem ser observadas na formulação de um esquema de excitação/compressão de pulso codificado. Os autores sugeriram a utilização de um filtro-janela Dolph-Chebyshev em conjunto com uma função-janela Lanczos para *tapering* de amplitude, e um fator de

otimização *chirp*/transdutor de 2,5, de modo a minimizar os efeitos de lóbulos laterais e maximizar a SNR na saída de um MMF.

Os benefícios dos sinais codificados podem ser entendidos comparando-se as características destes com os pulsos convencionais por meio de um envelope Gaussiano. As formas de ondas codificadas são sinais que permitem o aumento do produto tempo-largura de banda (TBP), um parâmetro que relaciona o tempo de duração do sinal (T) e a largura de banda (BW) da excitação (MISARIDIS & JENSEN, 2005a).

Machado (2017) mostra como implementar técnicas de codificação em frequência, na construção de sinais *chirp* tradicionais, utilizando pulsos simulados gerados no *software* Matlab. Uma maneira de aumentar o produto tempo-largura de banda de um sinal é introduzir um sinal *chirp*, com envelope constante, de forma a excitar um transdutor na transmissão. Foi mostrado como expressar, matematicamente, um sinal *chirp* em função da modulação de amplitude, frequência central, largura de banda de varredura e tempo de duração total da excitação.

2.3.1 COMPRESSÃO DE PULSOS: FILTROS CASADOS E DESCASADOS

O uso de sinais codificados alonga o tempo de duração do pulso transmitido, possibilitando a distribuição da energia do sinal em suas várias componentes espectrais. Em contrapartida, há uma degradação da largura de banda do sistema, acarretando a incapacidade de detecção das estruturas, comprometendo a resolução. A compressão de pulso é uma técnica de processamento de sinais, que permite desacoplar a dependência da resolução axial com respeito ao comprimento do pulso, que visa devolver a capacidade de resolver espacialmente as estruturas (MACHADO, 2017).

Nesse contexto, o filtro casado (MF) é a técnica de compressão de pulso mais difundida e encontrada na literatura para esse fim. Sua principal vantagem é a maximização da SNR na presença de um ruído branco gaussiano. Em contrapartida, a desvantagem do MF é o surgimento de lóbulos laterais temporais na saída do filtro, comprometendo a resolução e o contraste das imagens de ultrassom (O'DONNELL, 1992, HAIDER *et al.*, 1998).

O deslocamento do filtro MF para a condição de filtro descasado (MMF) minimiza os efeitos do surgimento de lóbulos laterais. Tal deslocamento é realizado por meio da aplicação de uma função janela (e.g., Dolph-Chebyshev) sobre a função de transferência do MF (MISARIDIS & JENSEN, 2005a).

O efeito do transdutor, devido ao seu comportamento inerentemente como um filtro passa-banda, também é benéfico para a diminuição dos efeitos dos lóbulos laterais mais próximos ao lóbulo central. Quando a largura de banda do sinal casa com a largura de banda do transdutor, há uma redução da faixa de lóbulos laterais. Machado (2017) demonstrou que, ao aplicar um *tapering* de amplitude na transmissão e esse mesmo sinal passa por um MMF, é possível conseguir alguma redução dos indesejados lóbulos ao custo do alargamento do lóbulo central. A aplicação do MMF traz como principal desvantagem o alargamento do lóbulo principal do pulso comprimido, sacrificando a resolução axial, mas por outro lado, realiza o papel fundamental de redutor dos lóbulos laterais para regiões inferiores à faixa dinâmica do ultrassom.

Uma descrição mais detalhada sobre o uso de filtros casados e descasados, bem como uma discussão sobre excitação codificada e filtros que garantem maior profundidade das ondas ultrassônicas enquanto mantêm a resolução espacial dos sistemas de imagem por ultrassom, pode ser encontrada em Machado (2017).

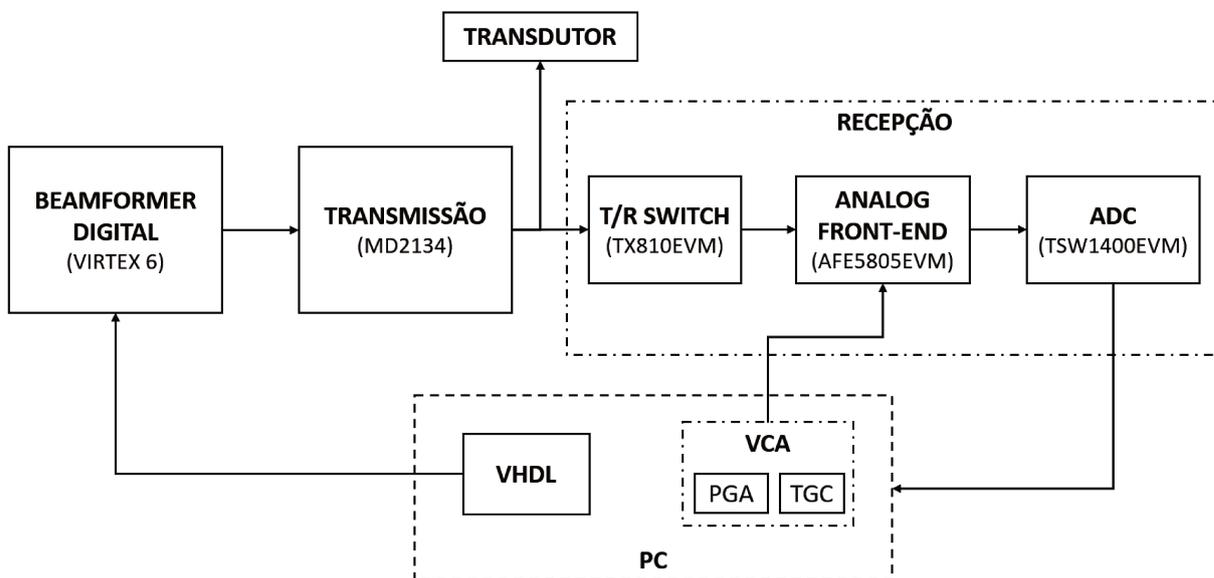
3 METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentada a descrição completa do desenvolvimento e avaliação do sistema de transmissão multicanal de forma de onda arbitrária para pesquisa de imagens por ultrassom projetado. Na Seção 3.1 é mostrada a arquitetura de *hardware* desenvolvida, baseada nos requisitos do projeto, bem como os procedimentos e subsistemas acoplados à placa de transmissão desenvolvida para a validação do sistema. Na Seção 3.2 é mostrado em detalhe o Módulo de Transmissão projetado e construído. Na Seção 3.3 é mostrado o módulo de *beamformer* digital. Na Seção 3.4 é detalhada a utilização de placas para captura de ecos ultrassônicos obtidos da interação dos pulsos gerados pelo módulo de transmissão com alvos do *phantom* projetado e construído no Laboratório de Ultrassom e Instrumentação Biomédica do Centro de Engenharia Biomédica (LUSIB/CEB). Na Seção 3.5 são mostrados os equipamentos e os procedimentos experimentais para validação do sistema aqui proposto. Na Seção 3.6 são apresentados os programas utilizados para processamento dos sinais.

3.1 SISTEMA DE GERAÇÃO, TRANSMISSÃO E DETECÇÃO DE SINAIS DE ULTRASSOM

A Figura 3-1 apresenta o diagrama de blocos do arranjo experimental parcial utilizado para avaliação do sistema de transmissão multicanal de forma de onda arbitrária desenvolvido neste trabalho. Os principais blocos são formados pelos módulos de controle (*Beamformer* Digital), transmissão e recepção (composto pelos módulos de avaliação TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM). Também estão mostrados no diagrama uma representação do transdutor e do PC.

Figura 3-1 – Diagrama de blocos do sistema para geração, transmissão e detecção de sinais ultrassônicos com forma de onda arbitrária.



Fonte: Autoria própria.

Para a concepção e desenvolvimento do Módulo de Transmissão, foi definida a especificação de requisitos apresentada na Tabela 3-1. A especificação apresentada mostra as definições dos parâmetros necessários para a geração de formas de onda arbitrária de ultrassom, processamento e estudos dos sinais ultrassônicos. Também são definidas as interfaces para configuração e controle do sistema de transmissão, assim como as interfaces para recepção dos sinais de eco.

Para o controle digital do *hardware* de transmissão foi utilizado o Módulo de *Beamformer* Digital da Plataforma de Ultrassom (1ª versão) baseada em uma FPGA Virtex®-6 (ONISTO *et al.*, 2015).

Na recepção dos sinais de eco foram utilizados os módulos de avaliação (EVM - *Evaluation Module*) de desenvolvimento da empresa Texas Instruments TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM, os quais desempenham o papel de limitador de tensão dos ecos ultrassônicos (*T/R switches*), *front-end* analógico com ADC de 12 *bits* e desserialização das saídas do ADC, respectivamente

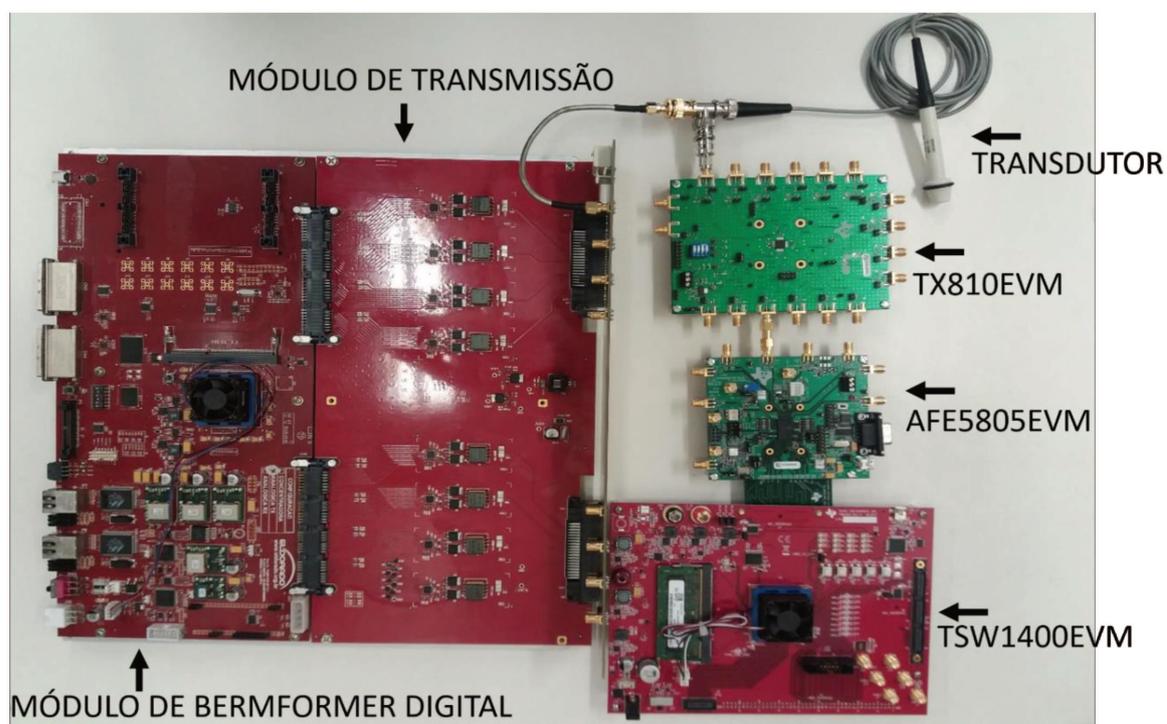
Na Figura 3-2 é mostrada a interligação do Módulo de Transmissão, Módulo de *Beamformer* Digital, Módulo de Recepção (TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM) e transdutor.

Tabela 3-1 – Especificação de requisitos do Módulo de Transmissão.

Item	Especificação
1	8 canais de transmissão
2	Excitação independente dos canais de transmissão
3	Geração de forma de onda arbitrária
4	Controle individual de amplitude de transmissão de até 200 Vpp
5	<i>Hardware</i> de transmissão integrável à Plataforma de Ultrassom
6	Utilização do Módulo de <i>Beamformer</i> Digital da plataforma de Ultrassom
7	Utilização de kits de Desenvolvimento da Texas Instruments para recepção dos sinais de eco
8	Transferência de dados para o PC por meio de interface USB
9	Utilização do Matlab para aplicação dos filtros casados e descasados

Fonte: Autoria própria.

Figura 3-2 – Interligação do Módulo de Transmissão, Módulo de *Beamformer* Digital, Módulo de Recepção (TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM) e transdutor.



Fonte: Autoria própria.

3.2 MÓDULO DE TRANSMISSÃO

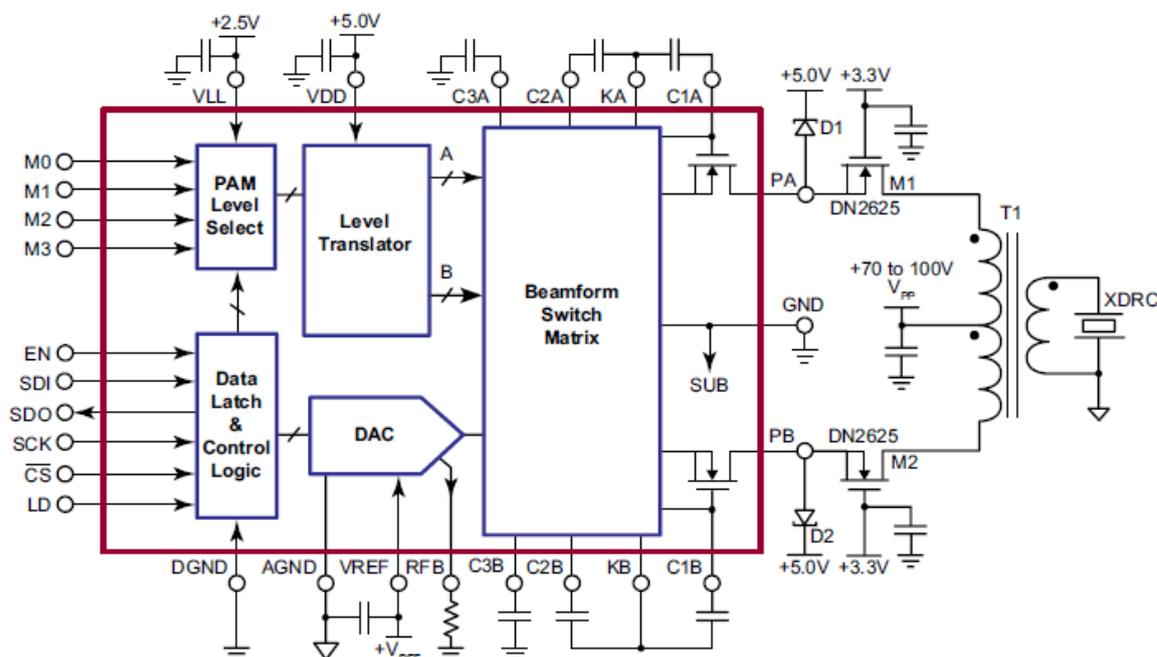
Para atender às especificações definidas, foi escolhido o dispositivo de circuito integrado (CI) MD2134 (Microchip Technology Inc., EUA) como *driver* de alta velocidade para geração de forma de onda arbitrária de ultrassom.

O MD2134 possui quatro fontes de corrente PAM (do inglês *Pulse Amplitude Modulation*, ou pulso com amplitude modulada) de 16 níveis programáveis via conversor digital para analógico (DAC – *Digital-to-Analog Converter*) de corrente de 8 *bits* para controle da amplitude de apodização da forma de onda para excitação multinível. A configuração do CI é realizada por meio de uma *Serial Peripheral Interface* (SPI) de 16 *bits* que opera em 40 MHz (pode operar a até 50 MHz, frequência não utilizada neste trabalho). Os quatro sinais PAM de alta velocidade controlam o formato da onda de saída e são definidos por quatro entradas lógicas M[0:3] – que são utilizadas para transmitir a seleção dos 16 níveis dos dados, bem como o controle do tempo de transmissão. Cada nível pode ser definido através da interface SPI com configuração de 7 *bits* (mais 1 *bit* de sinal), além de um DAC de corrente de 8 *bits* para controle da amplitude de apodização da forma de onda. Com isso, é possível ter o controle da tensão de excitação (apodização) com até 256 níveis (SUPERTEX INC., 2012). Os pinos M[0:3] são usados para controlar a corrente fornecida aos *drivers* de corrente de saída PA e PB. O *bit* S1, do registrador de configuração, selecionado através da interface SPI, controla a polaridade da forma de onda de saída. O diagrama de blocos do CI MD2134 é mostrado na Figura 3-3.

Para o desenvolvimento de um sistema gerador de forma de onda arbitrária com 8 canais de transmissão de pulsos de ultrassom, foram utilizados 8 CIs MD2134 para a composição do Módulo de Transmissão.

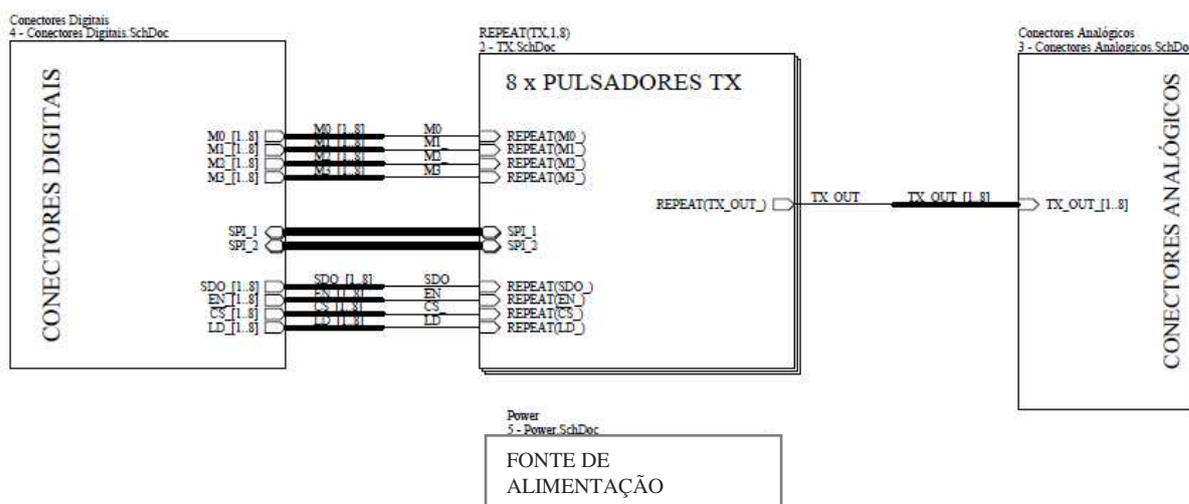
O projeto do Módulo de Transmissão foi desenvolvido utilizando o *software* de projeto eletrônico e de circuito impresso Altium Designer (Altium®, EUA). A Figura 3-4 apresenta o diagrama de blocos da arquitetura do sistema de transmissão de 8 canais gerador de forma de onda arbitrária.

Figura 3-3 – Diagrama de blocos do dispositivo de circuito integrado MD2134 (Supertex Inc., Sunnyvale, CA).



Fonte: Supertex Inc., 2012.

Figura 3-4 – Diagrama de blocos do sistema de transmissão em alto nível. Os 8 pulsadores possuem conexão com os conectores analógicos e digitais da Plataforma de Ultrassom.



Fonte: Autoria própria.

Inicialmente, foi feita a captura do esquema elétrico do *hardware* de transmissão, composto pelos 8 blocos do *driver* de transmissão MD2134, conectores analógicos, conectores digitais e reguladores de tensão. Os 8 pulsadores possuem conexão com os conectores analógicos e digitais da Plataforma de Ultrassom.

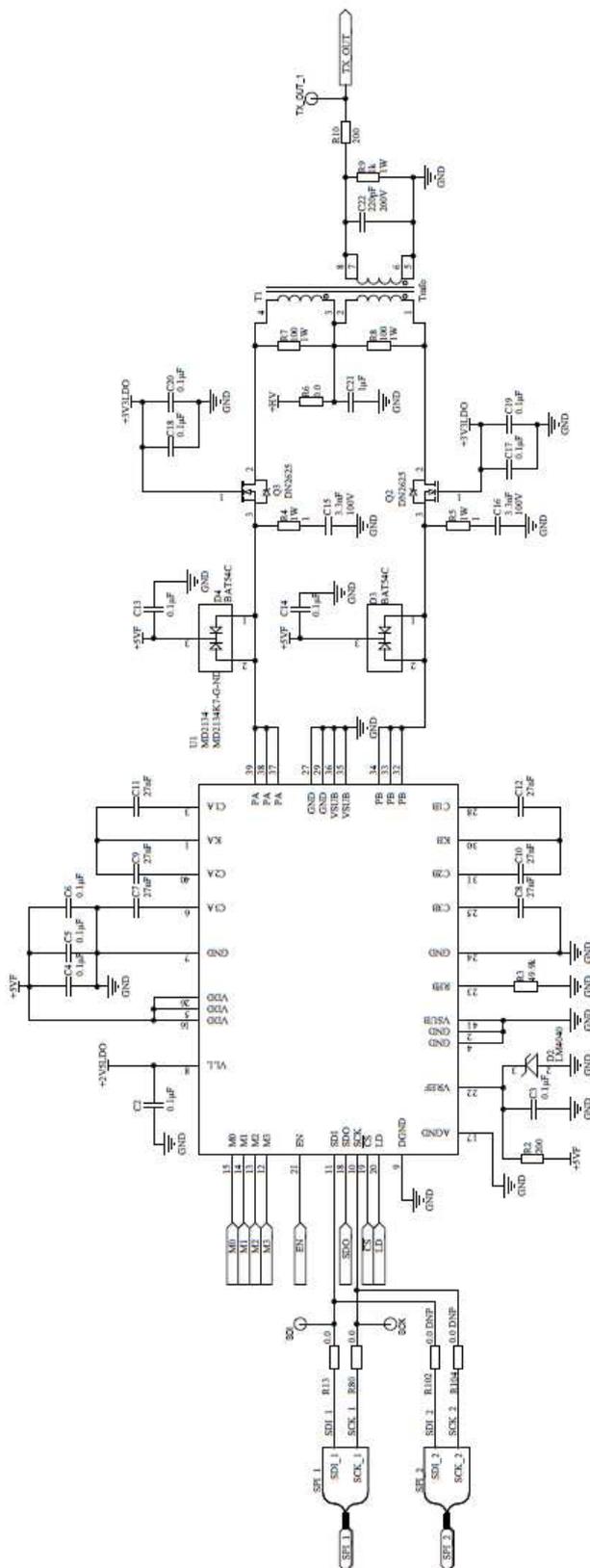
Na Figura 3-5 é mostrado o circuito esquemático completo do canal 1 do dispositivo gerador de forma de onda arbitrária baseado no CI MD2134. Na etapa de saída de cada CI, são conectados dois MOSFETS do modelo DN2526 com tensão máxima de operação de 200 V que operam como fonte de corrente na configuração *push-pull* com capacidade de corrente de 3 A. Os drenos desses MOSFETS são conectados na derivação central dos transformadores de ultrassom, enquanto os enrolamentos secundários do transformador são conectados a carga de teste, formadas por um capacitor de 220 pF em paralelo com um resistor de 1 k Ω , conforme indicado pelo fabricante (SUPERTEX INC., 2012).

Após a captura do esquema elétrico, foi elaborado o *layout* da Placa de Circuito Impresso (PCI) no *software* Altium Designer (Altium®, EUA). O *layout* da placa do Módulo de Transmissão é mostrado na Figura 3-6.

A placa possui dimensões de 179 mm de largura, 350 mm de comprimento e 1,6 mm de espessura; foi confeccionada com tecnologia de circuito impresso, FR4, quatro camadas com 370 componentes distribuídos ao longo das superfícies superior e inferior. A placa possui geometria e posicionamento de conectores adequada para ser integrada ao protótipo da Plataforma Ultrassônica (de bancada). O Módulo de Transmissão desenvolvido é apresentado na Figura 3-7.

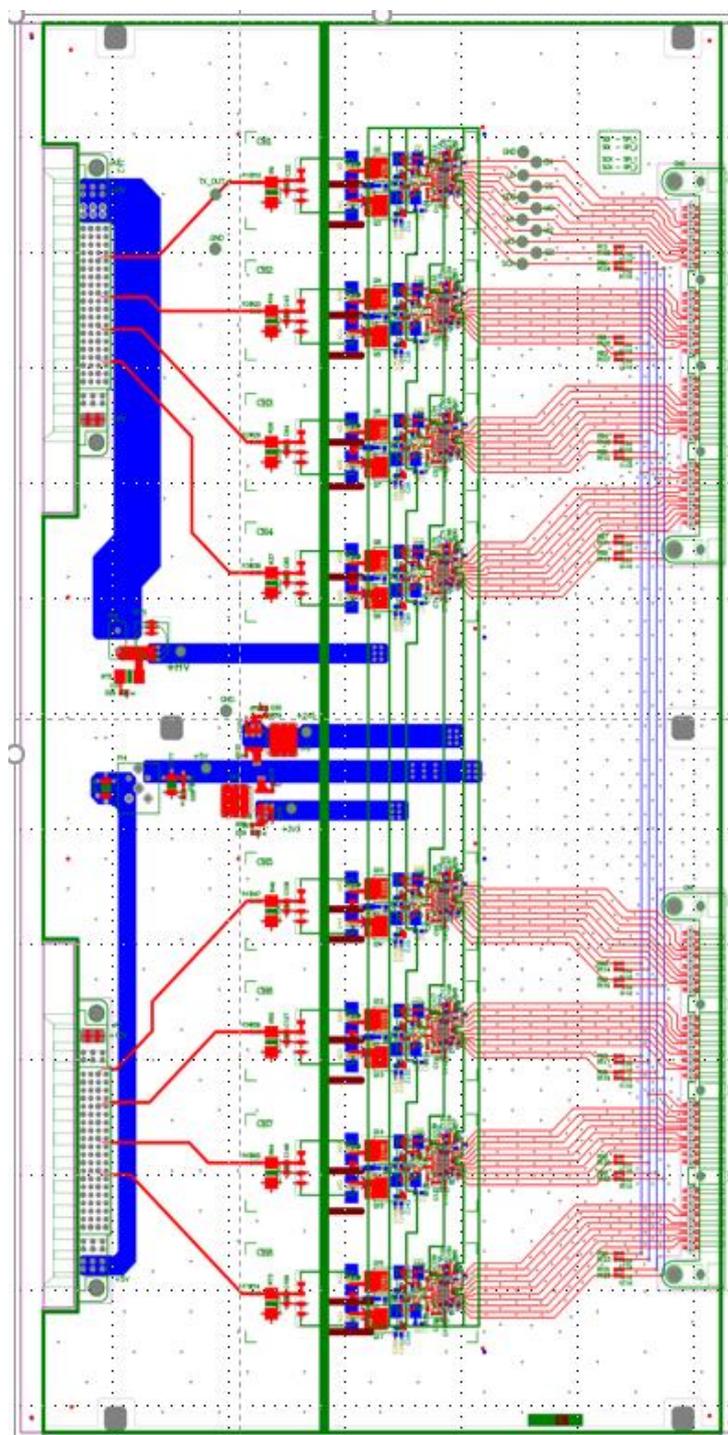
Na Tabela 3-2 é apresentada a relação das despesas para compra de materiais e serviços para a fabricação do Módulo de Transmissão.

Figura 3-5 – Circuito esquemático completo do canal 1 do dispositivo gerador de forma de onda arbitrária baseado no circuito integrado MD2134.



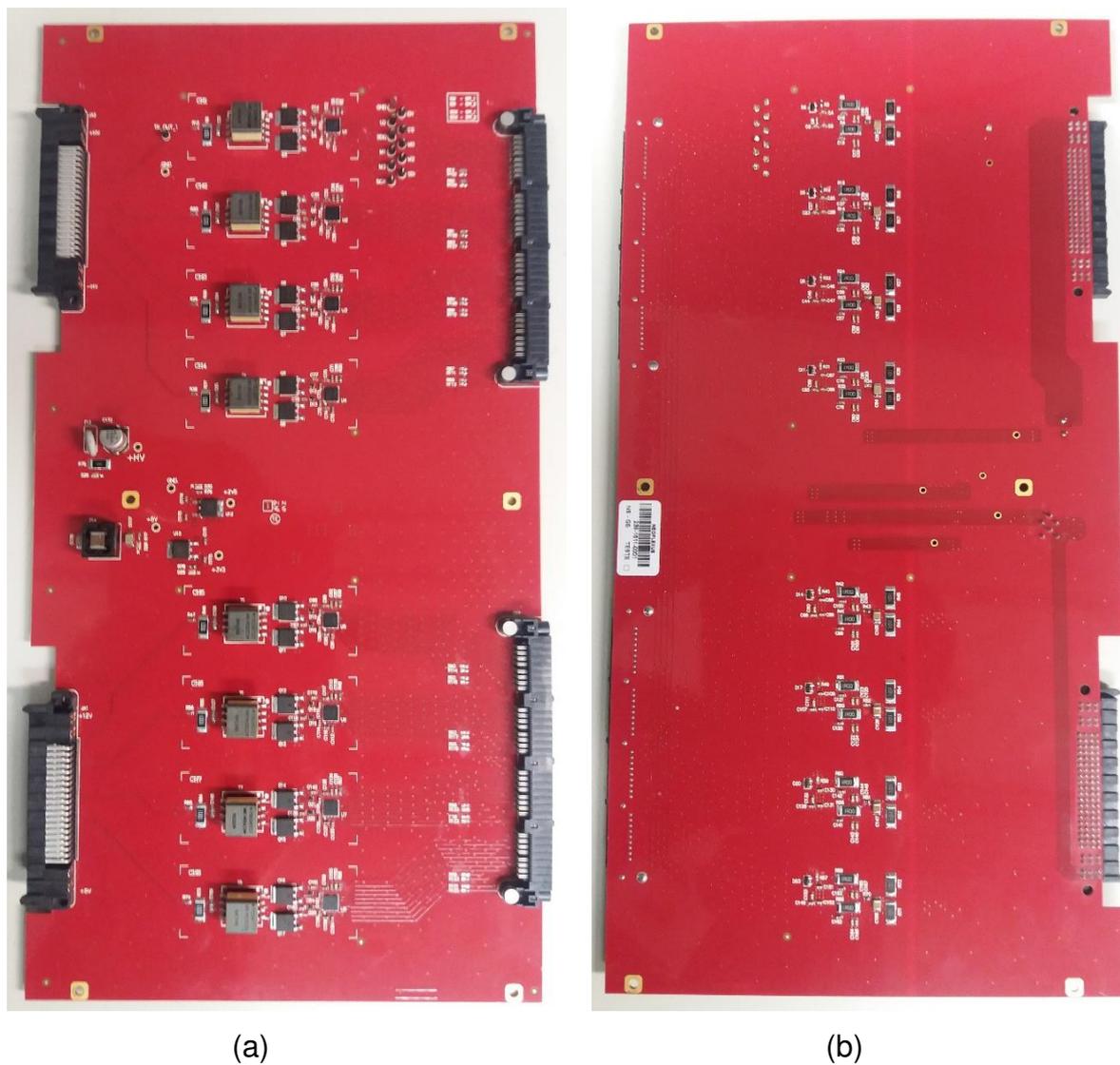
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-6 – *Layout* do Módulo de Transmissão desenvolvido no *software* Altium Designer utilizando 4 *layers*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3-7 – Placa de Transmissão com 8 pulsadores baseado no *driver* MD2134.
(a) Vista superior e (b) vista inferior.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 3-2 – Despesas de compra de materiais e serviços para o desenvolvimento do Módulo de Transmissão.

Descrição	Valor (R\$)
Aquisição de componentes	3.003,34
Fabricação da PCI (2 unidades)	3.182,40
Montagem da PCI (2 unidades)	1.385,48
Estêncil para montagem SMD	1.250,00
Total de despesas do Módulo de Transmissão	8.821,22

Fonte: Autoria própria.

3.3 MÓDULO DE BEAMFORMER DIGITAL

O Módulo de *Beamformer* Digital de transmissão tem a função de gerar os sinais digitais de transmissão necessários para controle individual do sinal de excitação do transdutor, controlando fase, amplitude e atraso de cada elemento.

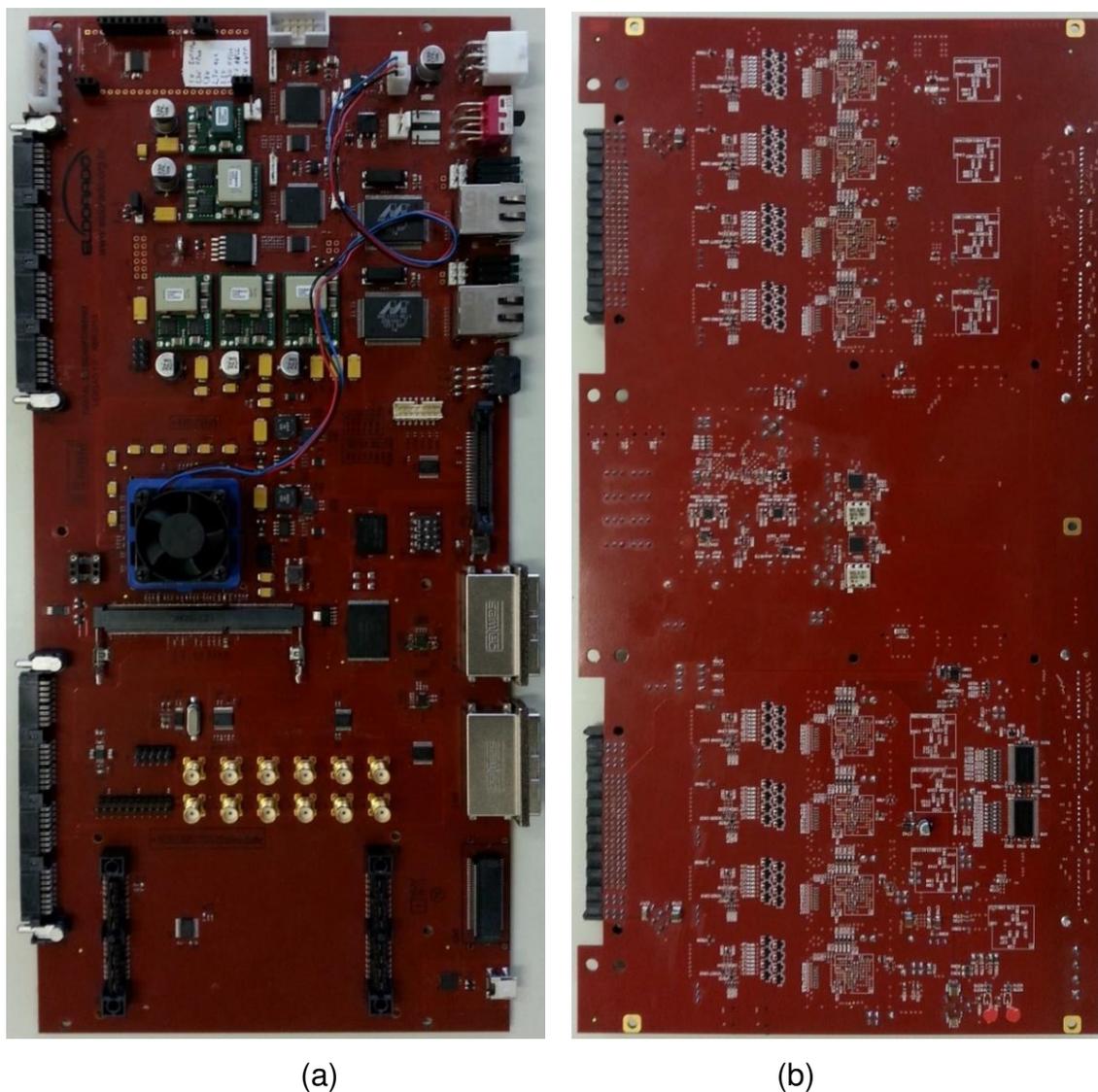
Este módulo foi desenvolvido para ser utilizado na Plataforma de Ultrassom (protótipo 1), que é um protótipo de uma plataforma tecnológica de imagens por ultrassom utilizado para fins de pesquisa. Esse desenvolvimento foi realizado pelo Instituto de Pesquisas Eldorado em uma parceria com as universidades brasileiras integrantes da Rede Brasileira de Técnicas de Ultrassom (MEDEIROS *et al.*, 2014).

O projeto dos circuitos de Placa Digital de *Beamforming* teve suas principais funcionalidades baseadas em soluções voltadas para FPGAs Virtex®-6 da Xilinx. O *design* possui como principais características, *triggers* de sincronismo, interfaces de comunicação de alta velocidade e múltiplos propósitos e grande quantidade de pinos de entrada/saída de propósito geral (GPIOs) para processamento de sinais em paralelo. A placa possui conectores digitais para integração ao módulo de transmissão, conetores dedicados para gravação da FPGA, além de conectores para alimentação com uma fonte de tensão de +12 V.

A interface de comunicação utilizada para programação da FPGA, via PC, foi o JTAG (*Joint Test Action Group*) compatível com o gravador USB-JTAG Xilinx. O *software* utilizado para geração e gravação do código foi o ISE Design Suite 14.7 (Xilinx®, EUA).

A comunicação entre a Placa de *Beamformer* Digital e a Placa de Transmissão é realizada por meio dos conectores digitais em ambas as placas. É utilizada uma interface SPI de 16 *bits* operando em 40 MHz e quatro entradas lógicas que são utilizadas para transmitir a seleção de nível de dados, de forma a definir a forma de onda, frequência e níveis de amplitude dos pulsos de transmissão. A Figura 3-8 mostra a Placa *Beamformer* Digital baseada na FPGA Virtex®-6 da Xilinx.

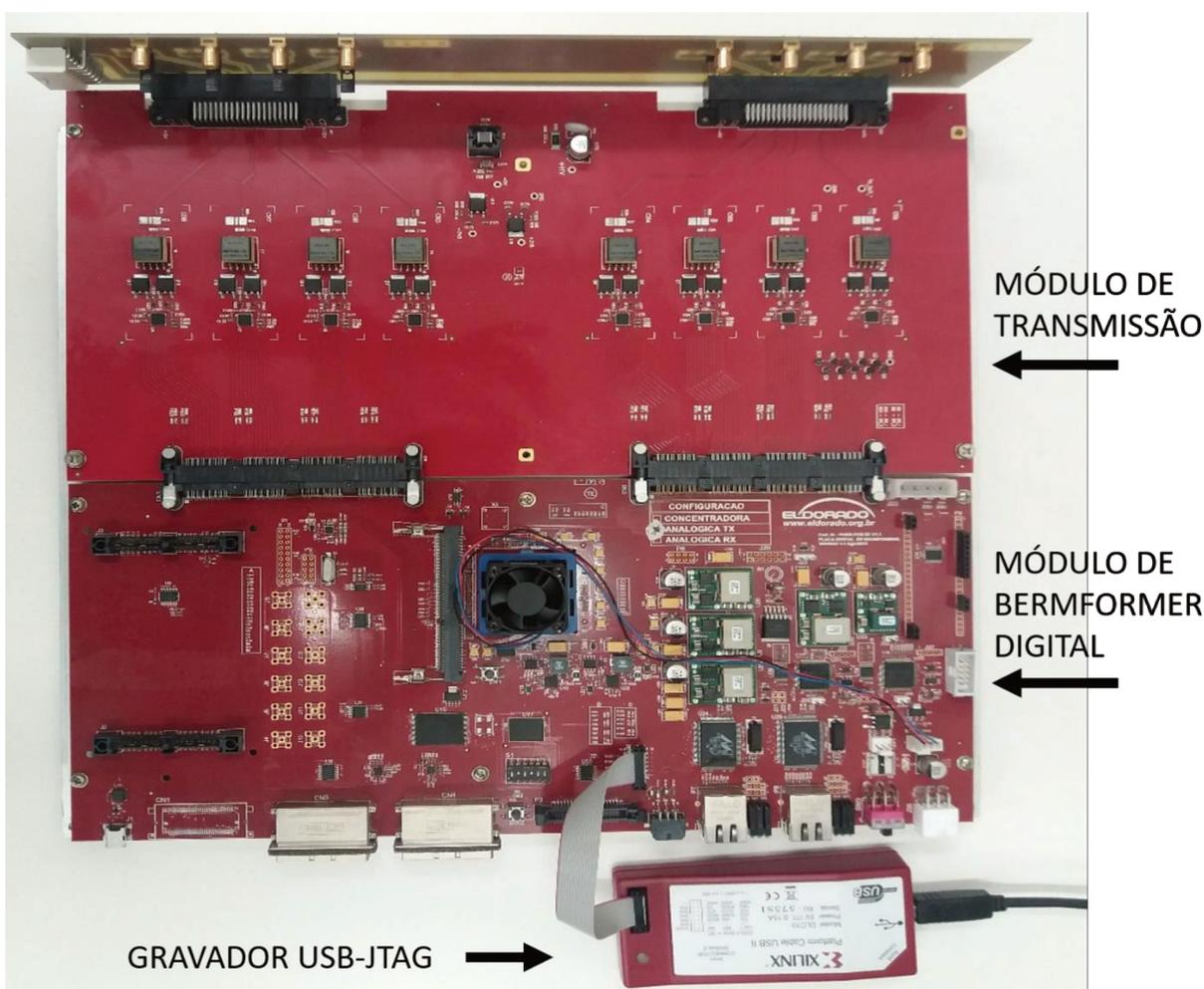
Figura 3-8 – Placa *Beamformer* Digital baseada na FPGA Virtex®-6 da Xilinx.
(a) Vista superior e (b) vista inferior.



Fonte: Autoria própria.

A FPGA do Módulo de *Beamformer* Digital é controlada via PC por meio de uma interface USB-JTAG. É possível realizar o controle independente de cada um dos 8 canais de transmissão do Módulo de Transmissão. Foi utilizada a frequência de 160 MHz gerada internamente pelo bloco PLL (*Phase-Locked Loop*) da FPGA, a partir da frequência de oscilação de 40 MHz. Na Figura 3-9 é mostrada a interligação do Módulo de *Beamformer* Digital, Módulo de Transmissão e gravador USB-JTAG.

Figura 3-9 – Interligação do Módulo de *Beamformer* Digital, Módulo de Transmissão e gravador USB-JTAG.



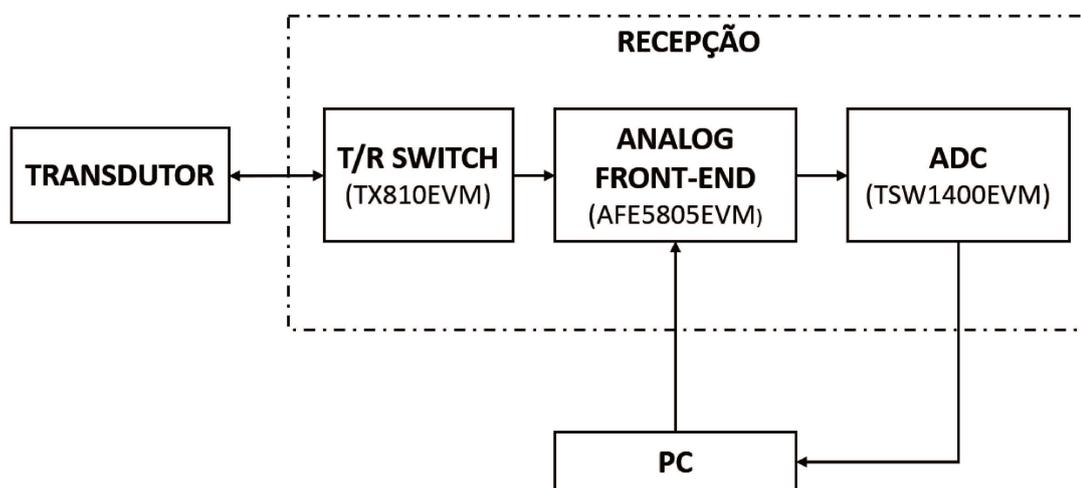
Fonte: Autoria própria.

3.4 MÓDULO DE RECEPÇÃO

O diagrama de blocos simplificado do módulo eletrônico de recepção dos sinais de eco ultrassônicos é apresentado na Figura 3-10. O sistema é composto pelos kits de avaliação TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM fabricados pela Texas Instruments. Esses kits desempenham o papel de limitador de tensão do sistema de transmissão para isolamento dos ecos ultrassônicos, *front-end* analógico e desserialização das saídas LVDS (*Low Voltage Differential Signaling*) do ADC, respectivamente.

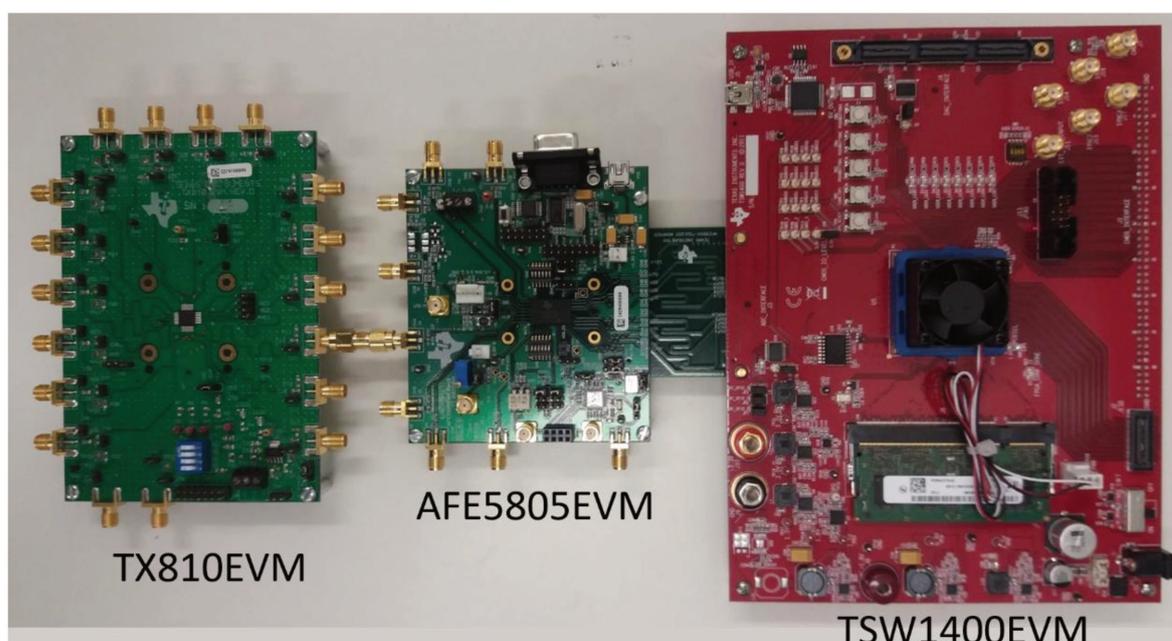
A Figura 3-11 apresenta o Módulo de Recepção composto pelos kits de avaliação interligados.

Figura 3-10 – Sistema de recepção dos sinais de eco ultrassônico composto pelos kits de avaliação TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM fabricados pela Texas Instruments.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3-11 – Módulo de Recepção composto pelos kits de avaliação TX810EVM, AFE5805EVM e TSW1400EVM da Texas Instruments.



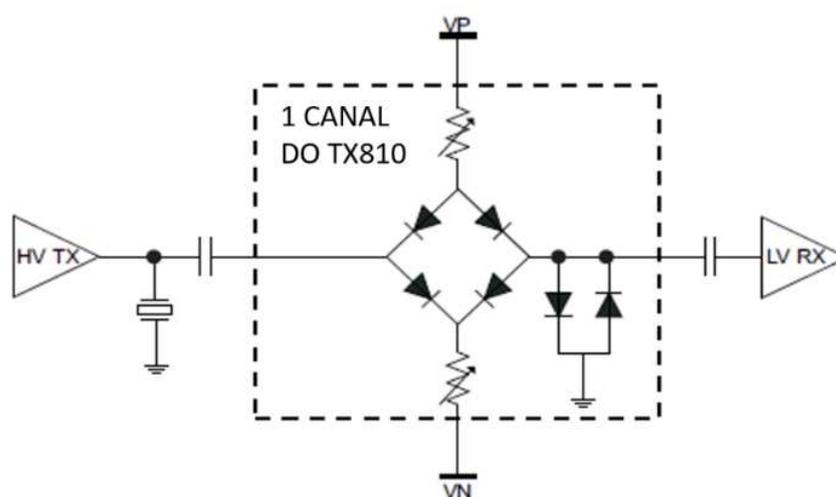
Fonte: Autoria própria.

3.4.1 UNIDADE T/R SWITCH (TX810EVM)

Como o sistema foi projetado para operar no modo pulso-eco, é necessária a utilização de circuitos de proteção T/R *switches* para evitar sobrecarga nos módulos internos dos CIs *analog front-end* e do circuito amplificador de baixo ruído (LNA - *Low Noise Amplifier*) na unidade de recepção. Essa sobrecarga é resultado do pulso de excitação de alta tensão com amplitudes superiores a $\pm 0,7$ V. Também limita a tensão de qualquer sinal (como eco ultrassônico) que não esteja na faixa de $\pm 0,7$ V.

O TX810 é um dispositivo integrado que contém 8 canais de T/R *switch*, sendo que cada canal é composto por diodos internos de alta velocidade que limitam a tensão de saída (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2010), como mostrado na Figura 3-12.

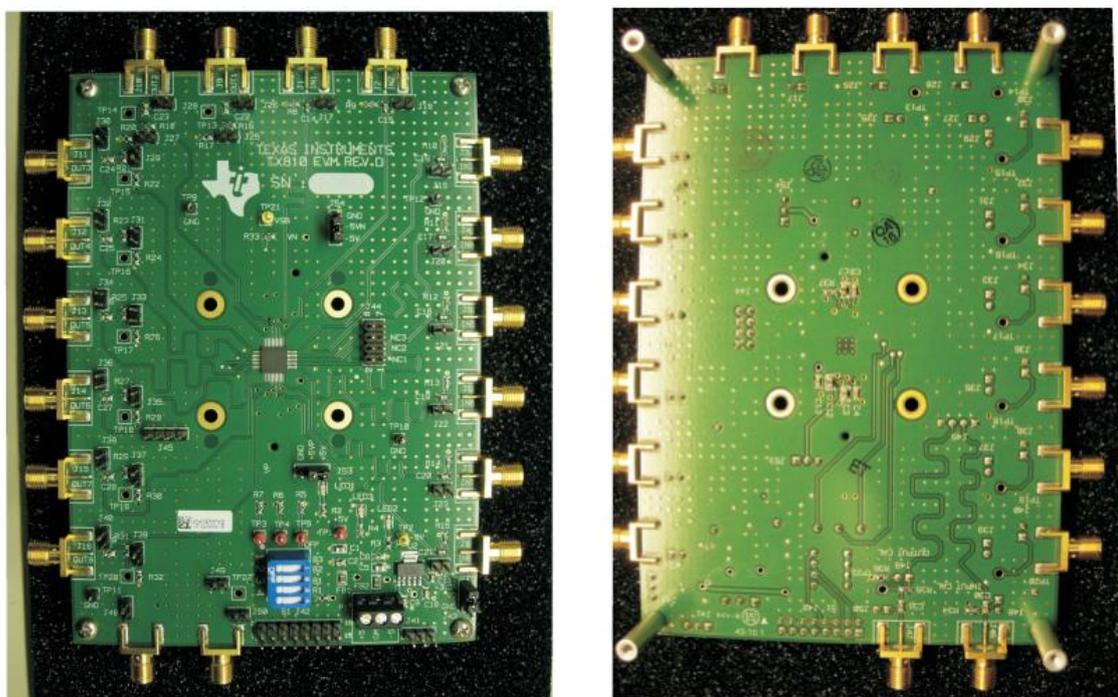
Figura 3-12 – Diagrama do canal 1 do dispositivo TX810.



Fonte: Modificado de Texas Instruments Inc., 2010.

Neste trabalho, foi utilizada a placa de avaliação TX810EVM, fabricada pela Texas Instruments, baseada no CI TX810, no qual a corrente quiescente do circuito pode ser ajustada de 0 a 7 mA por meio de chaves localizadas na placa, possibilitando a alteração da tensão de corte (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2010). Neste trabalho, a corrente foi ajustada em 7 mA. Na Figura 3-13 é mostrada a placa de avaliação TX810EVM.

Figura 3-13 – Placa de avaliação TX810EVM contendo o circuito T/R switch. (a) Vista superior e (b) vista inferior.



(a)

(b)

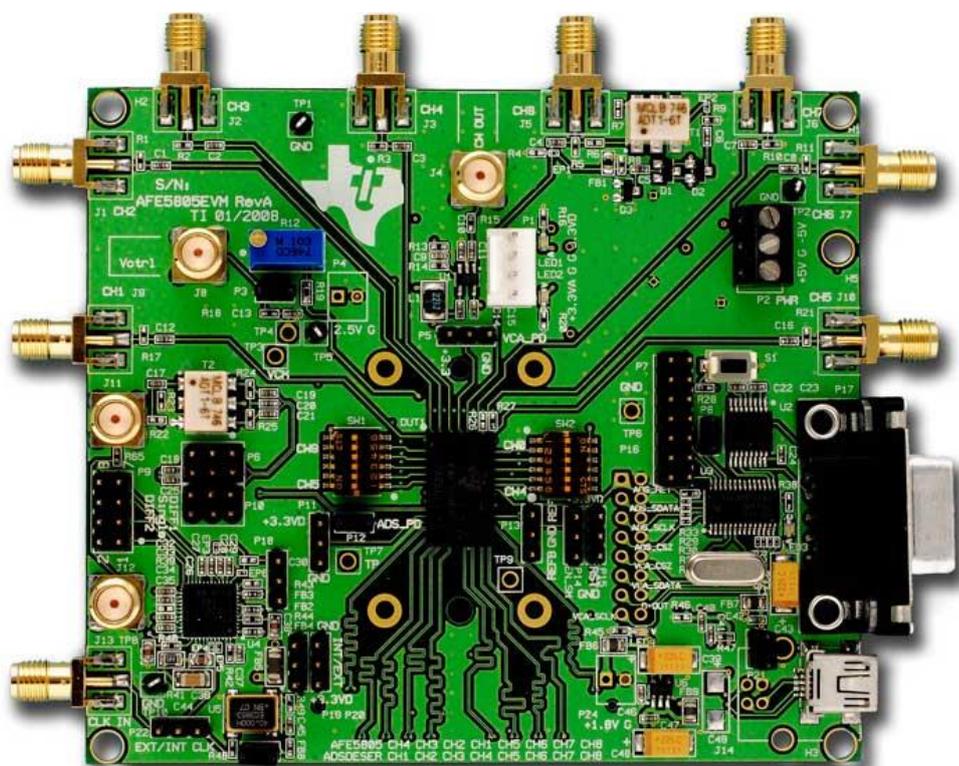
Fonte: Texas Instruments Inc., 2010.

3.4.2 UNIDADE AFE (AFE5805EVM)

Após o condicionamento dos sinais pelo circuito T/R switch, os ecos de radiofrequência (RF) passam pelo dispositivo AFE5805, que representa uma solução *analog-front-end* de ultrassom em um único CI. O AFE5805 possui 8 canais contendo amplificador de baixo ruído (LNA), atenuador por controlador de tensão (VCA), amplificador de ganho programável (PGA), filtro passa-baixa, ADC com resolução de 12 bits com saída de sinal diferencial de baixa voltagem (LVDS) e taxa de amostragem de 10 a 50 MHz (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2014).

O AFE5805EVM, mostrado na Figura 3-14, é um kit de desenvolvimento fabricado pela Texas Instruments, baseado no AFE5805. Esse kit fornece as 8 saídas digitalizadas em LVDS compatível com outros kits do mesmo fabricante para recepção e processamento, além de *clock* interno de 40 MHz (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2014).

Figura 3-14 – Placa de avaliação AFE5805EVM contendo o circuito *front-end* analógico AFE5805.



Fonte: Texas Instruments Inc., 2014.

Foi utilizado o *software* AFE5805EVM USB SPI, da Texas Instruments, para seleção dos canais e configuração dos parâmetros do kit, via USB. Foram adotados valores de PGA e FPB iguais a 20 dB e 15 MHz, respectivamente, recomendados pelo fabricante do AFE (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2014).

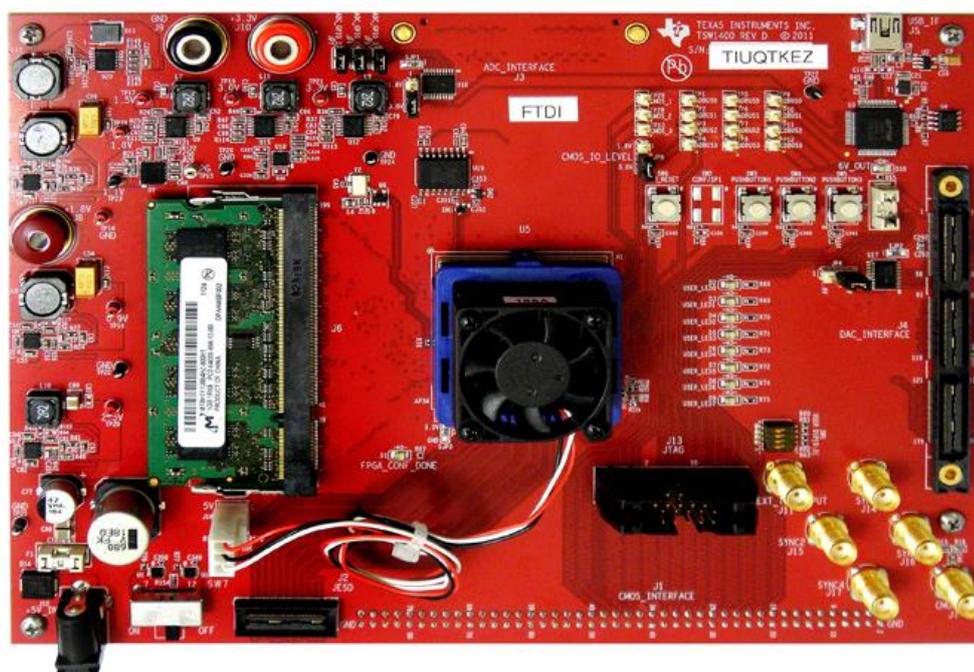
3.4.3 UNIDADE DE DESSERIALIZAÇÃO (TSW1400EVM)

O kit de avaliação TSW1400EVM é uma placa de captura de dados, da Texas Instruments, utilizada para avaliar o desempenho de uma ampla variedade de ADCs e DACs da mesma fabricante. Os sinais das saídas LVDS do ADC do kit AFE5805EVM são desserializados e formatados pela FPGA Altera® Stratix IV integrada ao kit TSW1400EVM (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2016). Na Figura 3-15 é mostrada a placa de avaliação TSW1400EVM da Texas Instruments.

As principais características do kit TSW1400EVM são:

- Plataforma completa de captura de dados e geração de padrões de 16 *bits* para ADCs e DACs de alta velocidade
- FPGA Altera Stratix IV integrada
- Conversor Serial/USB – o que permite a transferência de dados entre um computador e o FPGA através de comunicação USB;
- Memória SDRAM de 1 GB DDR2;
- Conector dedicado para ligação do ADC;
- Compatível com interfaces LVDS e CMOS
- *Clock* interno de 50 MHz
- Análise simultânea de 1 a 8 canais

Figura 3-15 – Placa de avaliação TSW1400EVM utilizada para desserialização das saídas digitalizadas em LVDS.



Fonte: Texas Instruments Inc., 2014.

A Texas Instruments disponibiliza o *software* HSDC Pro (*High Speed Data Converter Pro*), no qual é possível mostrar, em um gráfico de amplitude *versus* tempo, os dados do ADC na tela de um PC e salvá-los para posterior análise.

3.5 EQUIPAMENTOS E MATERIAIS UTILIZADOS NOS TESTES

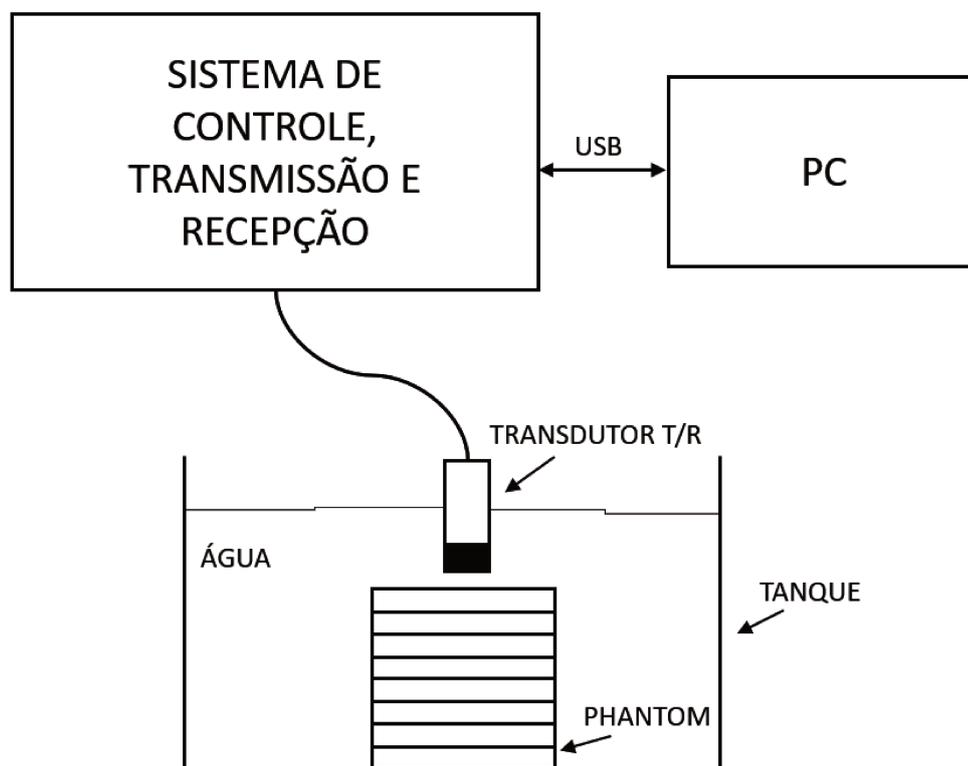
Todos os testes foram realizados no laboratório de ultrassom do Departamento de Engenharia Biomédica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas com apoio de instrumentação do Centro de Engenharia Biomédica.

Durante os experimentos foram utilizadas uma fonte de tensão contínua regulada Agilent, modelo E3631A (0 V – 25 V / 1 A), para alimentação dos módulos de controle e recepção, e uma fonte de tensão contínua regulada ICEL Manaus, modelo PS-5100 (0 V – 60 V / 3 A), para alimentação do Módulo de Transmissão desenvolvido.

As formas de onda obtidas do sistema foram gravadas em um microcomputador do tipo PC, por meio de uma interface USB. Foram utilizados o programa ISE Design Suite 14.7 para programação da FPGA, o *software* AFE5805EVM USB SPI para configuração do módulo *front-end*, e o *software* HSDC Pro para configurar e receber os sinais da unidade de desserialização.

A Figura 3-16 apresenta o esquema utilizado para a realização dos testes de aquisição de dados para o método pulso-eco. Nesta configuração é utilizado apenas um transdutor monoelemento, imerso no tanque com água e colocado em contato com o *phantom* de ultrassom.

Figura 3-16 – Configuração utilizada para os testes do sistema no modo de operação pulso-eco.



Fonte: Autoria própria.

3.5.1 TRANSDUTORES

Foram utilizados dois transdutores monoelemento fabricados pela antiga empresa KB-Aerotech e comercializados no Brasil nos anos 1980-1995 pela FUNBEC, com frequência central de 2,25 MHz e 13 mm de diâmetro e 5,0 MHz e 6 mm de diâmetro, apresentados na Figura 3-17.

Os testes foram realizados utilizando o modo pulso-eco, no qual o transdutor opera inicialmente como transmissor dos sinais ultrassônicos e em seguida como receptor, captando os ecos gerados na propagação da onda no tanque com água em que está inserido o *phantom* de teste.

Figura 3-17 – Transdutores de ultrassom monoelemento com as faixas de frequência central de 2,25 MHz e 5,0 MHz utilizados nos testes.

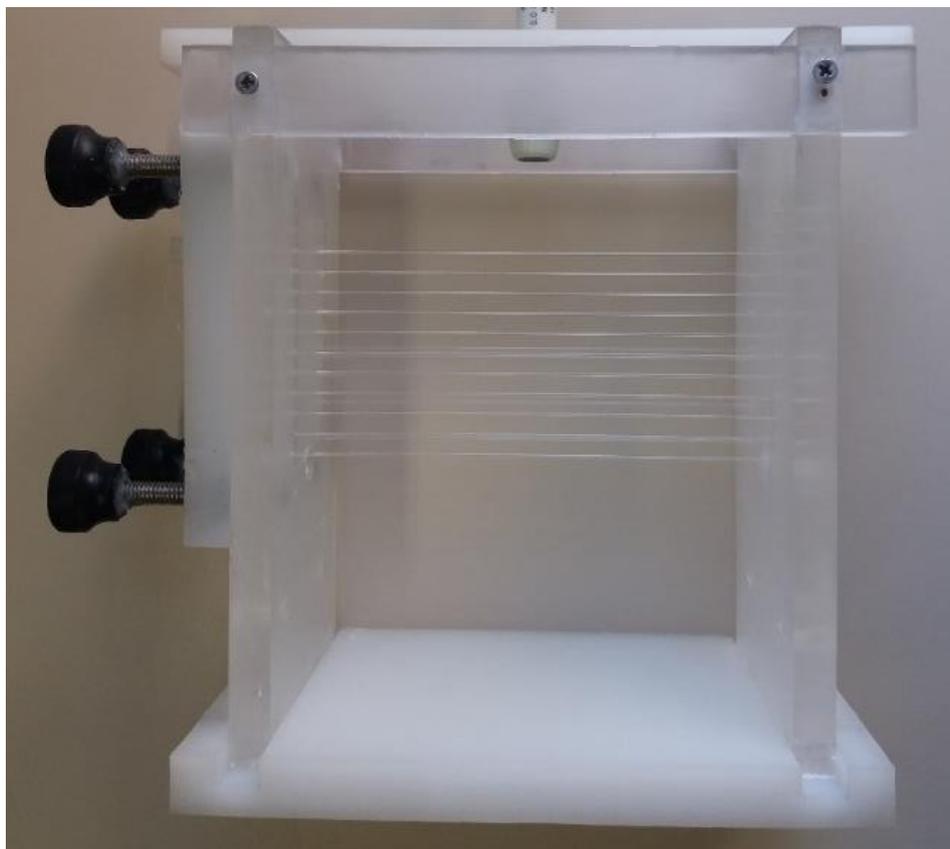


Fonte: Autoria própria.

3.5.2 PHANTOM DE ULTRASSOM

Foi utilizado um *phantom* mimetizando possíveis alvos de tecidos biológicos com dimensões de 16,2 x 13,5 x 8,5 cm (altura, comprimento e largura), apresentado na Figura 3-18 e Figura 3-19. O *phantom* é constituído de material plástico, acrílico e fios de nylon com espessura de 0,56 mm. Ele possui dois grupos de fios de nylon. Na Figura 3-20 é mostrado o primeiro grupo, contendo 11 fios de nylon, com espaçamentos regulares de 5,16 mm. A Figura 3-21 mostra o segundo grupo, composto por 5 fios de nylon, com espaçamentos de 2,72 mm, 4,75 mm, 6,83 mm e 10,48 mm.

Figura 3-18 – *Phantom* mimetizador de tecidos biológicos composto por fios de nylon com diâmetro de 0,56 mm.



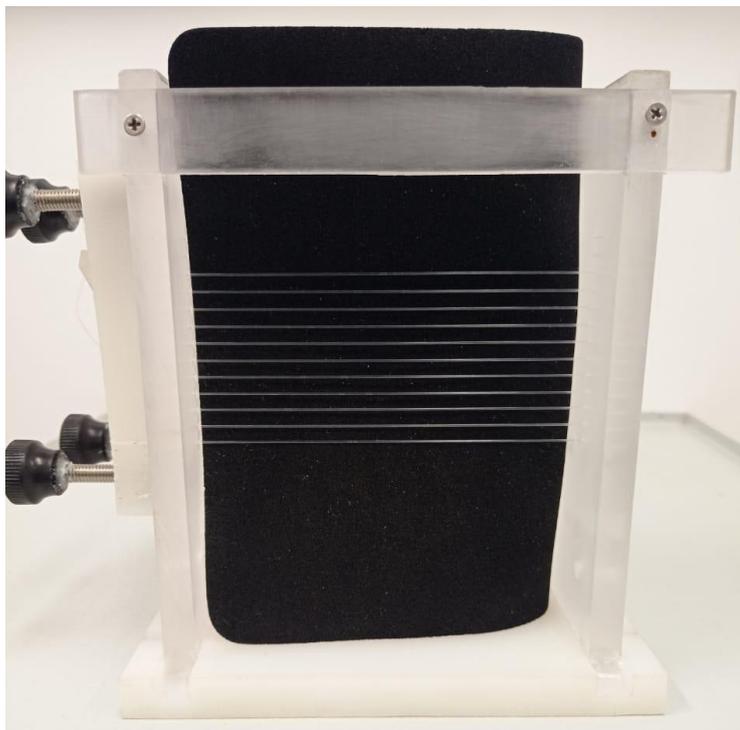
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-19 – Vista superior do *phantom*



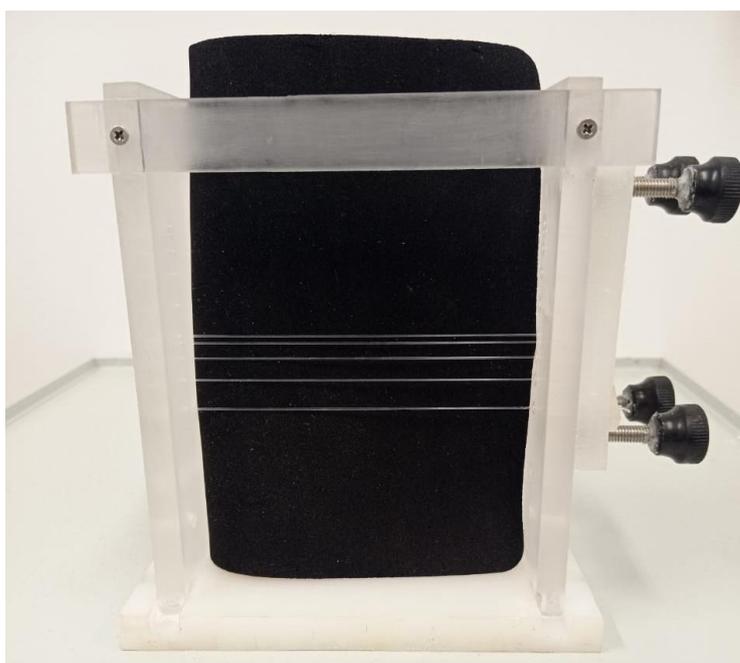
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-20 – Primeiro grupo de fios de nylon do *phantom*, composto por 11 fios, com espaçamentos regulares de 5,16 mm.



Fonte: Autoria própria.

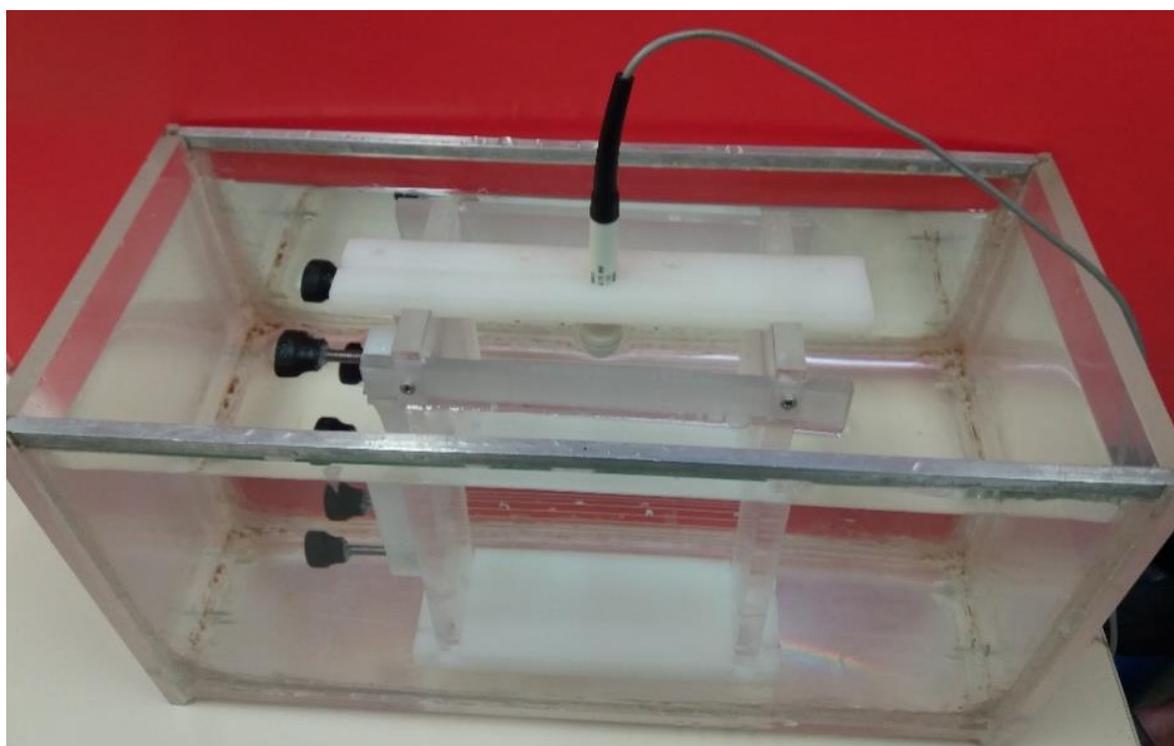
Figura 3-21 – Segundo grupo de fios de nylon do *phantom*, composto por 5 fios, com espaçamentos de 2,72 mm, 4,75 mm, 6,83 mm e 10,48 mm.



Fonte: Autoria própria.

Para a realização dos testes de pulso-eco, o *phantom* foi imerso em um tanque de material acrílico com dimensões de 16,5 x 34,5 x 15 cm (altura, comprimento e largura) com capacidade de aproximadamente 7 litros de água, como mostrado na Figura 3-22. Foi utilizada água do sistema de abastecimento sem nenhum tratamento especial, em temperatura ambiente (aproximadamente 24°C), que foi deixada parada para eliminação de bolhas de ar antes da realização dos testes.

Figura 3-22 – *Phantom* acoplado ao transdutor monoelemento imersos no tanque de acrílico com água.



Fonte: Autoria própria.

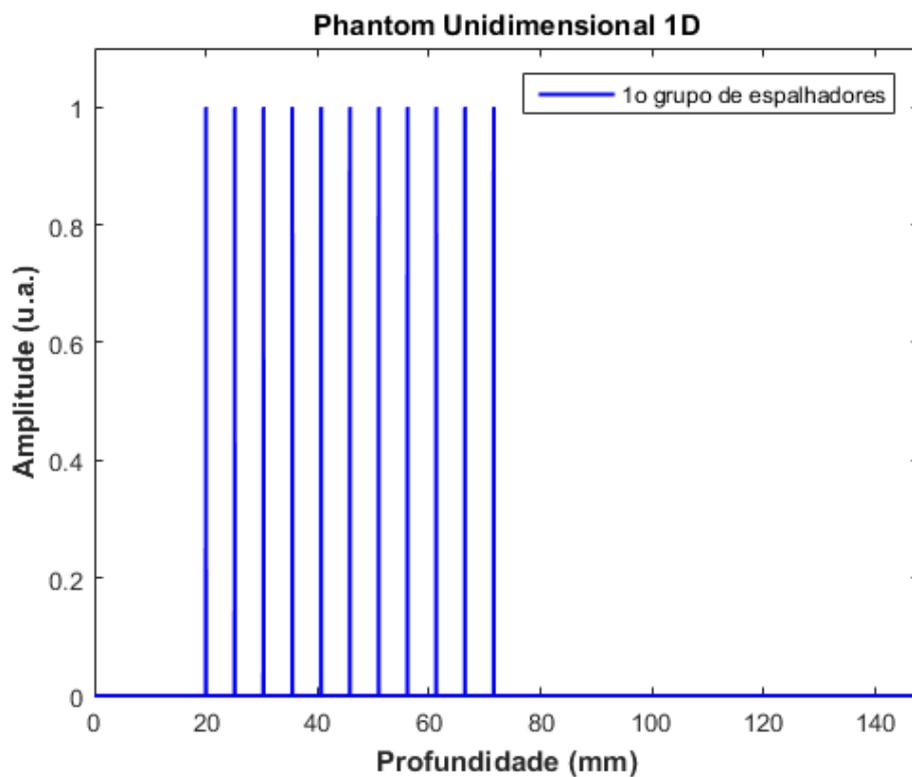
Além do *phantom* construído e já mostrado, foi desenvolvido no ambiente de programação Matlab uma versão simplificada de um *phantom* computacional visando simular o corpo de prova construído e utilizado para testes do sistema e detecção de alvos utilizando pulsos de ultrassom com forma de onda arbitrária. O programa do Matlab pode ser encontrado no Apêndice 1.

Este *phantom* é uma versão simplificada do *phantom* proposto por Machado (2017), sem a adição de ruído ou espalhadores uniformemente distribuídos. Ele contém um vetor unidimensional em que cada elemento tem valor “0” ou “1”, representando regiões do campo acústico. O valor “0” representa o meio de

propagação homogêneo (no caso deste trabalho, a água, que não gera ecos) e o valor “1” representa um alvo que vai gerar um eco quando excitado pelo pulso de investigação (convencional ou do tipo *chirp*). O *phantom* computacional permite simular o *phantom* real, em que os elementos do vetor com valor “1” estão nas posições descritas no primeiro parágrafo e os com valor “0” representam a água, onde o *phantom* real com os fios de nylon é imerso (ver Figura 3-22).

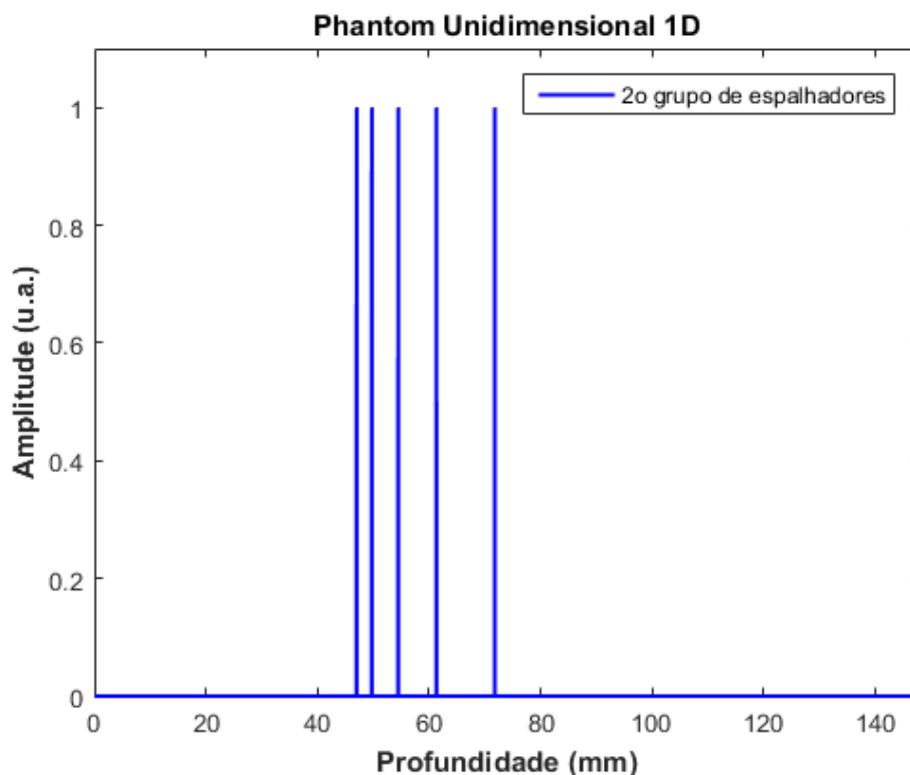
Na Figura 3-23 e na Figura 3-24 são mostrados o *phantom* computacional com o primeiro e o segundo grupo de espalhadores, simulando o *phantom* real, respectivamente.

Figura 3-23 – *Phantom* computacional simulando o primeiro grupo de espalhadores do *phantom* real em água.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3-24 – *Phantom* computacional simulando o segundo grupo de espalhadores do *phantom* real em água.



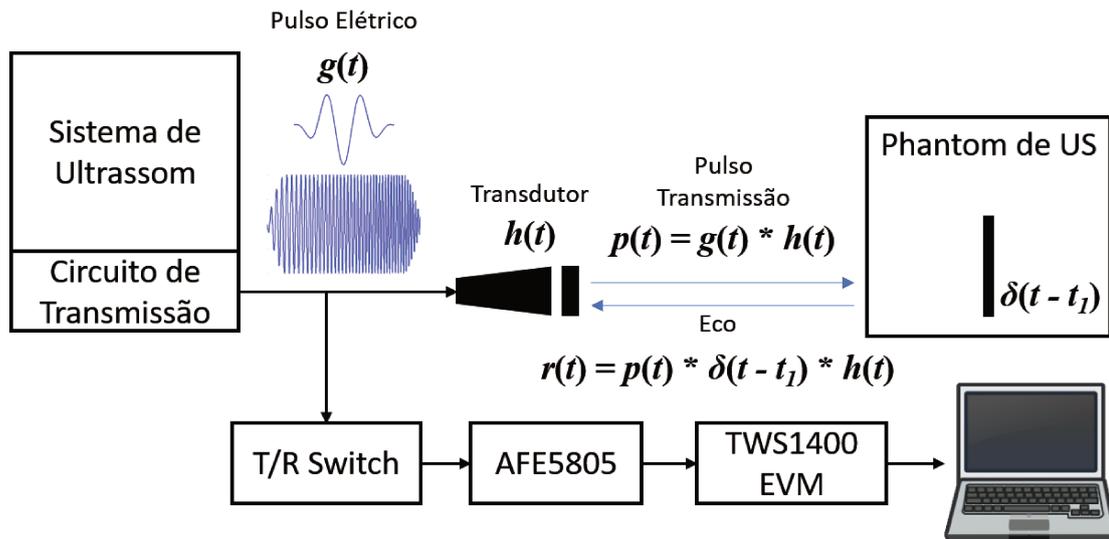
Fonte: Autoria própria.

Este *phantom* é utilizado para gerar os ecos (sinais de RF) de cada alvo após sua convolução com as respostas impulsivas de cada transdutor (2,25 MHz e 5 MHz para cada pulso criado). O procedimento experimental para obtenção da resposta impulsiva de cada transdutor é explicado a seguir: o transdutor foi localizado em uma posição do *phantom* real de forma a enviar o pulso de investigação (convencional ou do tipo *chirp*) para atingir o fundo do *phantom*, sem passar pelos alvos (fios de nylon); o eco recebido pelo transdutor é considerado a resposta impulsiva do transdutor (ou seja, representa o processo de transdução que se dá na transmissão e na recepção).

Assim, a convolução do vetor representativo da resposta impulsiva com o vetor que simula o meio com seus espalhadores (ver Equação 3.1), representará o sinal de RF que deverá ser tratado para verificar a capacidade do sistema de, mesmo com pulsos ultrassônicos de longa duração, detectar os alvos sem superposição, após passarem pelos filtros casado e descasado, conforme descrito por Machado (2017).

A Figura 3-25 mostra uma representação simplificada de um sistema pulso-eco convencional utilizado para modelamento matemático e computacional de retroespalhamento acústico.

Figura 3-25 – Diagrama em blocos do sistema de geração, transmissão e detecção de sinais ultrassônicos exemplificando o modelo de retroespalhamento acústico.



Fonte: Autoria própria.

O circuito de transmissão do sistema de ultrassom gera um pulso elétrico $g(t)$. Esse pulso é usado para excitar um transdutor com resposta impulsiva eletromecânica $h(t)$. Conforme a Equação 3.1, o pulso $p(t)$ gerado por convolução é enviado para o meio e encontra uma superfície plana (supostamente infinita e rígida), cuja resposta impulsiva pode ser assumida aproximadamente como uma resposta impulso.

$$p(t) = g(t) * h(t) \quad (3.1)$$

Portanto, o retroespalhamento é dado por $p(t) * \delta(t - t_1)$, em que o t_1 é o atraso temporal de ida e volta do sinal. O sinal retroespalhado que retorna ao transdutor é convertido novamente em um sinal elétrico, fazendo uma nova convolução com $h(t)$, obtendo o sinal de RF desejado, ou seja:

$$r(t) = p(t) * \delta(t - t_1) * h(t) = g(t) * h(t) * \delta(t - t_1) * h(t). \quad (3.2)$$

Assumindo que o transdutor seja ideal com resposta impulsiva $h(t) = \delta(t)$, o sinal recebido por um único espalhador será a réplica do próprio pulso transmitido atrasado no tempo. Portanto, substituindo $h(t)$ por $\delta(t)$ na Equação 3.2, tem-se a representação matemática do sinal de RF (eco) detectado pelo transdutor (simulando o circuito de recepção):

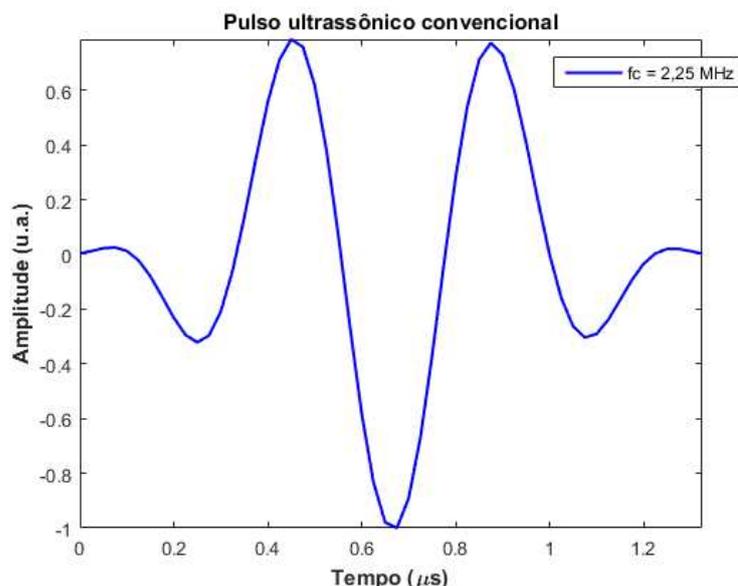
$$r(t) = p(t - t_1) \quad (3.3)$$

O resultado da convolução é um sinal complexo e o sinal de RF é dado pela parte real. Por sua vez, a envoltória do sinal (ou envelope) é determinado pela transformada de Hilbert (DANTAS, 2004).

Os resultados das simulações efetuadas e sua comparação com os sinais reais (uso da placa de transmissão para gerar os pulsos e do sistema de recepção para detectar o sinal de RF dos diversos alvos do *phantom* real, no procedimento experimental) são apresentados no Capítulo 4. Em todos os casos simulados, foi considerada a atenuação do ultrassom em água a 25 °C (0,1 dB/(cm.MHz)).

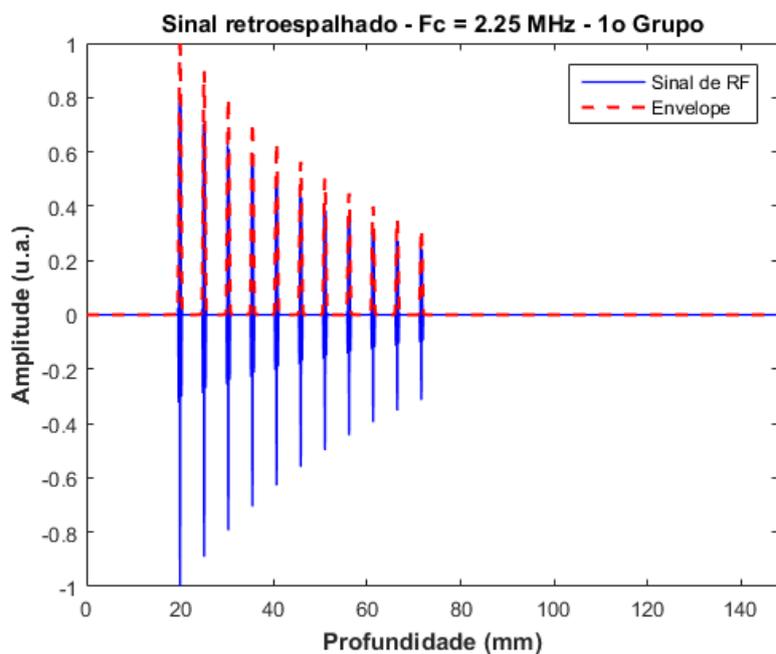
Para ilustrar o procedimento da Equação 3-1, usando um pulso convencional de curta duração com frequência central de 2,25 MHz (Figura 3-26), é mostrado na Figura 3-27 o resultado da sua convolução com o *phantom* computacional, e na Figura 3-28 a respectiva ampliação temporal do 1º eco.

Figura 3-26 – Pulso ultrassônico convencional com frequência central de 2,25 MHz.



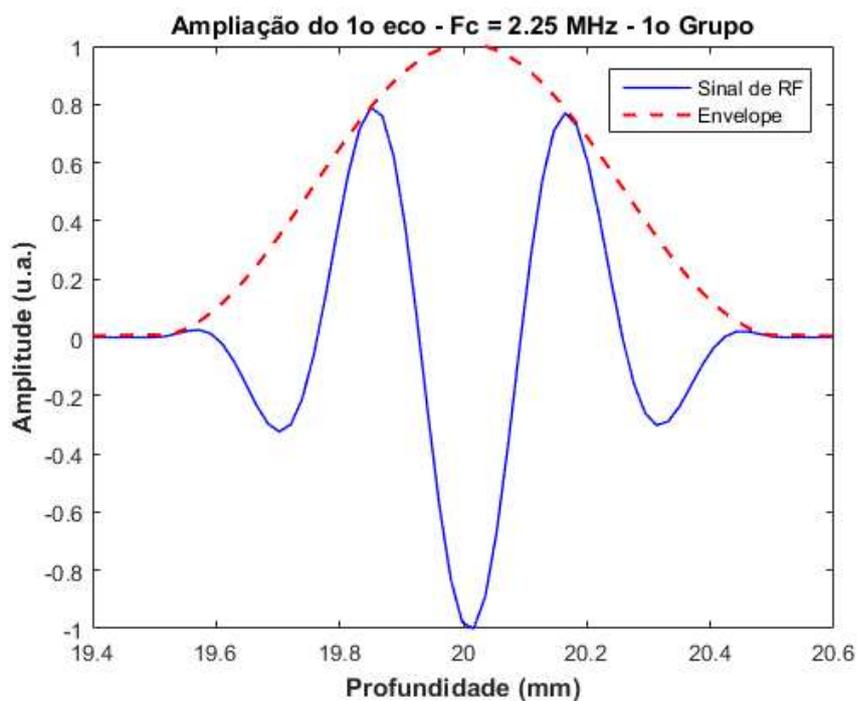
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-27 – Sinal de RF obtido por simulação computacional devido à interação de um pulso de ultrassom com excitação convencional com os alvos do *phantom* do 1º grupo, com frequência central de 2,25 MHz.



Fonte: Autoria própria.

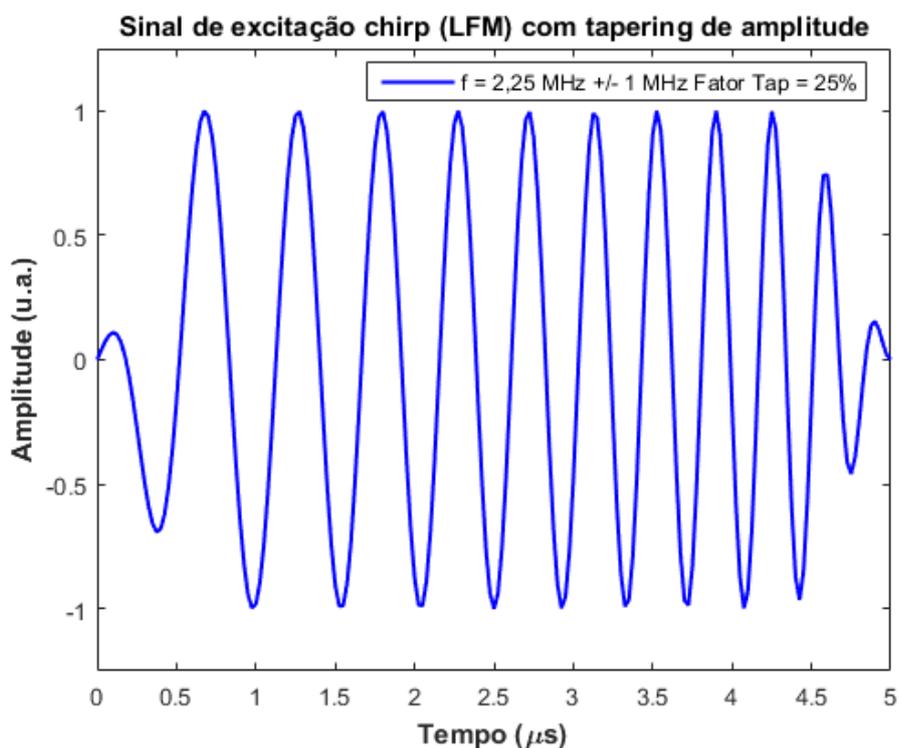
Figura 3-28 – Ampliação do 1º eco do sinal de RF obtido por simulação computacional referente ao 1º grupo do *phantom* para o pulso convencional.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 3-29 é ilustrado um exemplo de sinal de excitação com frequência linear modulada (LFM - *Linear Frequency-Modulated*) *chirp* de 2,25 MHz \pm 1 MHz e fator de *tapering* de 25%.

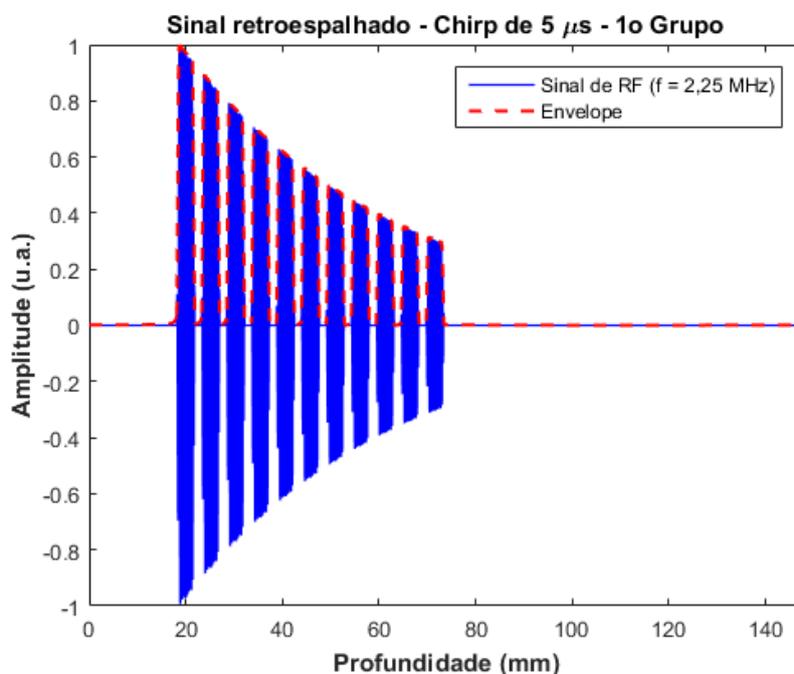
Figura 3-29 – Pulso ultrassônico de excitação do tipo *chirp* com *tapering* de 25%, frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e duração de 5 μ s.



Fonte: Autoria própria.

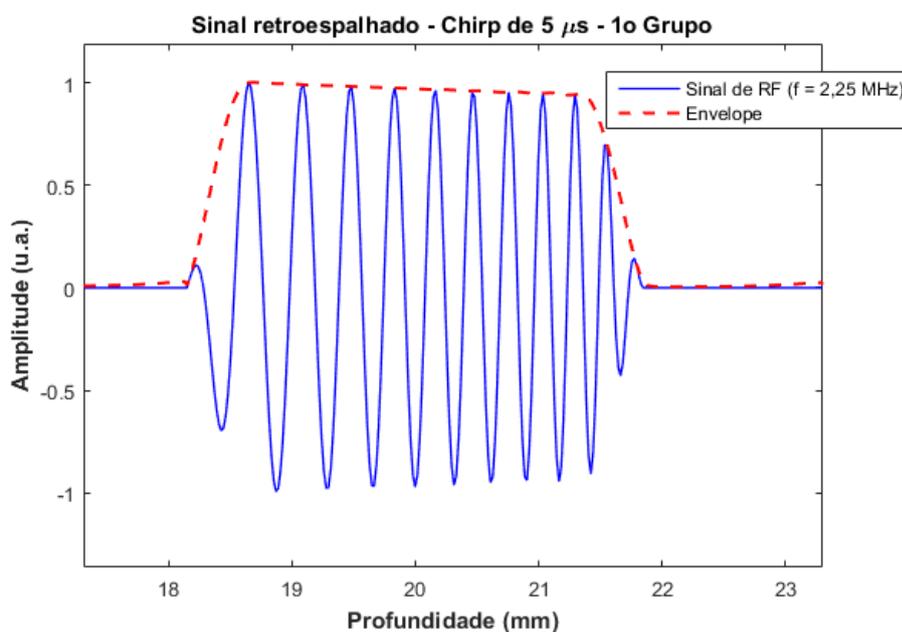
Na Figura 3-30 é mostrado o resultado da convolução do *phantom* com o pulso *chirp* com duração de 5 μ s para o 1º grupo de espalhadores do *phantom* e na Figura 3-31 a respectiva ampliação temporal do 1º eco para melhor visualização.

Figura 3-30 – Sinal de RF obtido por simulação computacional devido à interação de um pulso de ultrassom com excitação *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25% com os alvos do *phantom* do 1º grupo, com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3-31 – Ampliação do 1º eco do sinal de RF obtido por simulação computacional referente ao pulso de excitação *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25% com os alvos do *phantom* do 1º grupo, com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.



Fonte: Autoria própria.

3.6 PROGRAMAS PARA PROCESSAMENTO DOS SINAIS

A ferramenta computacional utilizada foi o *software* Matlab® Release 2015b (MATHWORKS® INC., USA). O ambiente Matlab também foi utilizado para a geração dos pulsos de transmissão. As formas de onda (pulsos convencionais simples ou do tipo *chirp*) de excitação dos transdutores são modelados e gerados no ambiente Matlab. Após ter o vetor representativo de cada forma de onda, os sinais são discretizados (com até 16 níveis de amplitude) e transformados em uma tabela com níveis lógicos “0” e “1”. Essa tabela é utilizada para a criação de um projeto no ISE Design Suite para, posteriormente, ser gravada a sequência na FPGA, que programará cada *driver* do MD2134 com as amplitudes e o tempo em que cada amplitude permanecerá naquele nível, gerando assim sinais de excitação com formas de onda arbitrária. O programa que gera estas formas de onda discretizadas é o mesmo que é mostrado no Apêndice 1. O programa para gravação da FPGA seguindo a programação gerada no Matlab para cada pulso de excitação foi desenvolvido com apoio do Eng. Tiago Dezzoti (Mestrando da FEEC/UNICAMP), especialista em programação de FPGAs. Este programa para gravação da FPGA se encontra no Apêndice 2.

Os filtros casado e descasado utilizados para recuperar a posição de cada alvo e melhorar a resolução do sinal de eco oriundo da interação dos pulsos tipo *chirp* com as estruturas do *phantom* tiveram como base a dissertação de mestrado de Tiago de Moraes Machado defendida na FEEC/UNICAMP (MACHADO, 2017).

Para a geração dos pulsos de transmissão, o pulso (seja convencional ou seja do tipo *chirp*) é gerado no ambiente Matlab e, posteriormente, é amostrado com frequência de amostragem de 160 MHz (máxima velocidade de programação dos drivers aceita com segurança pelo MD2134).

O módulo de recepção AFE5805, da Texas Instruments, permite frequências de amostragem de até 50 MHz. Este trabalho, dado que as frequências dos transdutores utilizados são relativamente baixas (2,25 MHz e 5 MHz), na recepção dos sinais de eco foi utilizada a frequência de amostragem de 40 MHz. O sinal foi transferido para um computador via USB, usando o módulo TSW1400. Na Tabela 3-3 são mostradas as sequencias de transmissão dos pulsos.

Tabela 3-3 – Sequência de transmissão de pulso convencional ou *chirp* para recepção e processamento de sinais utilizando filtros casado e descasado.

Item	Descrição
	O sistema de ultrassom é configurado para gerar pulsos de excitação em um dos seguintes modos:
I	<ul style="list-style-type: none"> a) Sinal convencional com frequência central de 2,25 MHz b) Sinal convencional com frequência central de 5 MHz c) Sinal <i>chirp</i> com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e duração de 5 μs, 10 μs e 20 μs d) Sinal <i>chirp</i> com frequência de 5 MHz \pm 2 MHz e duração de 5 μs, 10 μs e 20 μs
II	O pulso de ultrassom é aplicado ao transdutor posicionado em uma região sem os alvos dos dois grupos (1º grupo ou 2º grupo) de espalhadores do <i>phantom</i> para leitura da resposta impulsiva
III	O pulso de ultrassom é aplicado ao transdutor posicionado na direção de um dos dois grupos (1º grupo ou 2º grupo) de espalhadores do <i>phantom</i> para leitura de dados
IV	O sinal de ultrassom captado pelo transdutor passa pela etapa de T/R <i>Switch</i> , digitalização com frequência de 40 MHz e resolução de 12 <i>bits</i> , através da placa AFE5805EVM, e transferência para um computador via interface USB, usando o módulo TSW1400 (65536 amostras)
	Para cada sinal captado é aplicado o filtro casado ou descasado para identificação dos espalhadores utilizando o <i>software</i> Matlab

Fonte: Autoria própria.

Para a geração dos sinais de transmissão *chirp*, e aplicação dos filtros casados e descasados, foi utilizada a metodologia mostrada na Tabela 3-4. Os parâmetros do filtro passa-faixa utilizados nos *scripts* do Matlab são apresentados na Tabela 3-5 e as respectivas respostas em magnitude e fase são apresentadas na Figura 3-32. Uma sequência de exemplo de sinal de eco bruto e filtrado de ultrassom, gerado por transdutor com frequência central de 2,25 MHz e excitação convencional, é mostrada na Figura 3-33 e na Figura 3-34, respectivamente. É possível verificar na Figura 3-35 que a faixa de frequência de importância do sinal gerado pelo transdutor de 2,25 MHz não sofreu alteração com a aplicação do filtro.

Tabela 3-4 – Etapas de processamento do método proposto para geração de sinais com a aplicação de filtros casados e descasados.

Item	Descrição
I	Adquirir a resposta impulsiva do sinal de eco de RF conforme o respectivo sinal de excitação
II	Adquirir os ecos de RF dos alvos do 1º e 2º grupos de espalhadores do <i>phantom</i>
III	Aplicar um filtro passa-faixa de resposta finita (FIR) para eliminar componentes indesejados do eco de RF
IV	Fazer a inversão temporal da resposta impulsiva para geração do filtro casado (filtro <i>matched</i>)
V	Aplicar o janelamento (<i>tapering</i>) do tipo Chebyshev com atenuação do lóbulo secundário em 60 dB no sinal com inversão temporal para geração do filtro descasado (filtro <i>mismatched</i>)
VI	Realizar a convolução do eco de RF com o filtro casado
VII	Realizar a convolução do eco de RF com o filtro descasado
VIII	Corrigir o índice de amostras para possibilitar a comparação dos sinais, pois, após a convolução, são adicionadas amostras com comprimento igual à metade do sinal do filtro casado/descasado

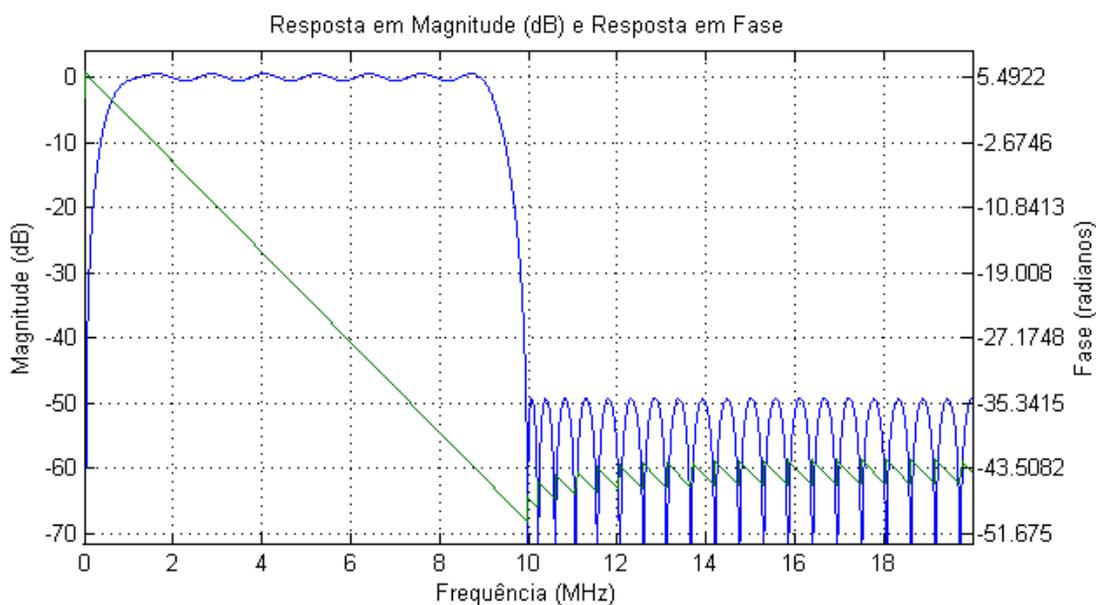
Fonte: Autoria própria.

Tabela 3-5 – Parâmetros do filtro passa-faixa utilizado para eliminação dos componentes indesejados do sinal de eco.

Parâmetros	Especificação
Método de projeto	FIR Equiripple
Frequência de amostragem	40 MHz
Frequência de parada 1	50 kHz
Frequência de passagem 1	1 MHz
Frequência de passagem 2	9 MHz
Frequência de parada 2	9,95 MHz
Estrutura	FIR Forma Direta
Ordem	72

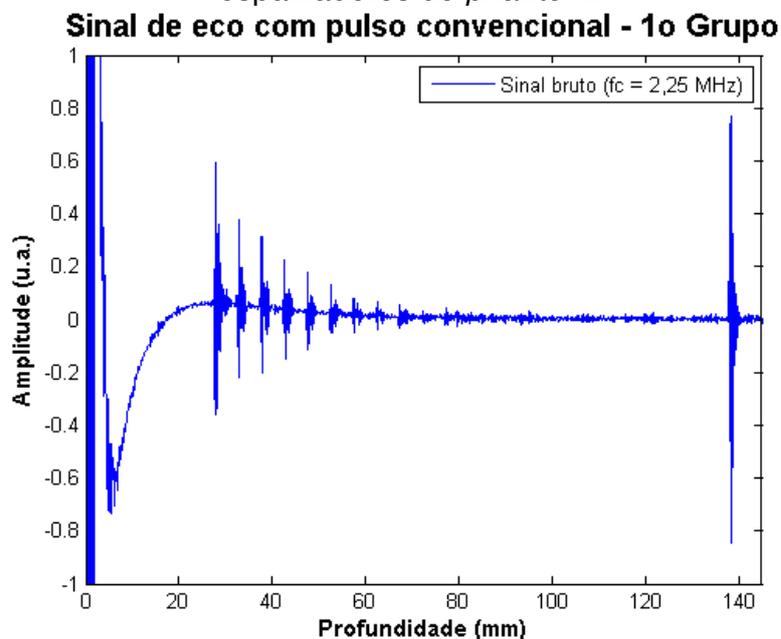
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-32 – Respostas em magnitude (azul) e fase (verde) do filtro passa-faixa utilizado para eliminar componentes indesejados do sinal bruto de RF.



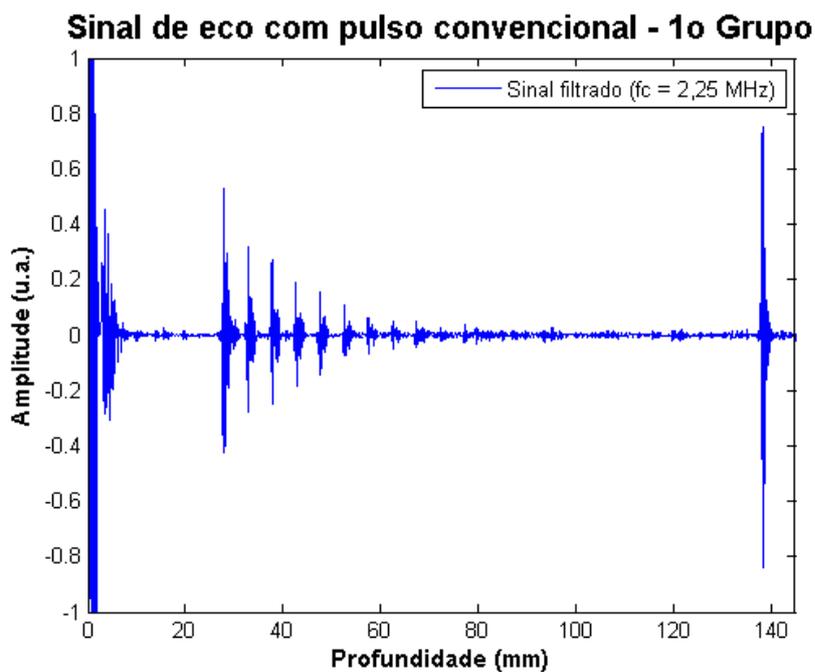
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-33 – Exemplo de sinal bruto de RF aplicado ao primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



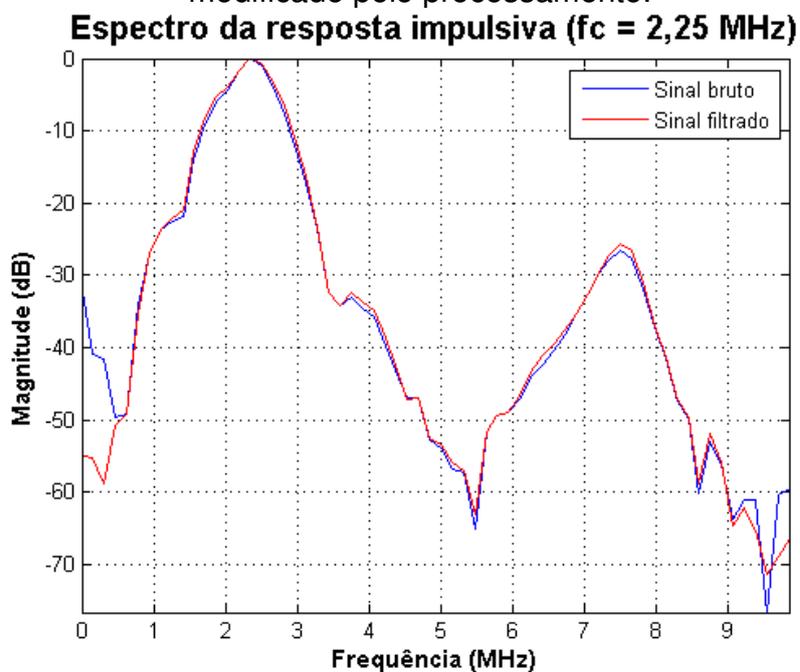
Fonte: Autoria própria.

Figura 3-34 – Exemplo de sinal de RF filtrado pelo filtro passa-faixa para eliminação de componentes não desejados.



Fonte: Autoria própria.

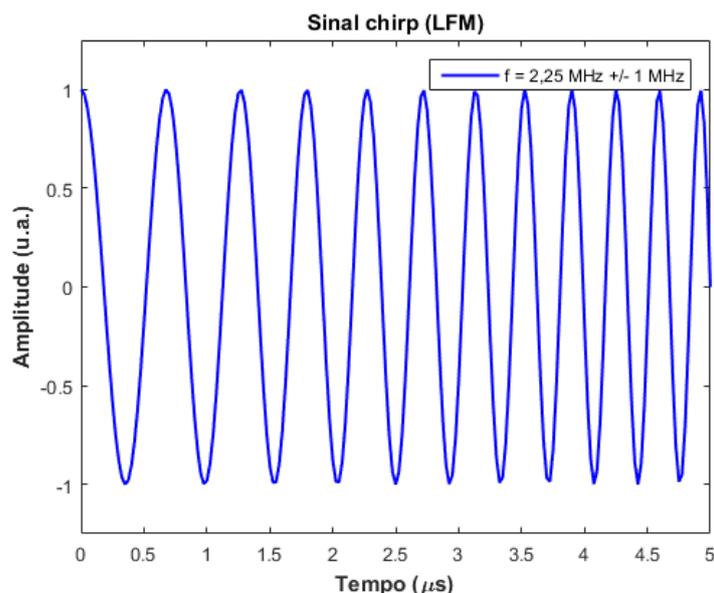
Figura 3-35 – Comparação entre os espectros de frequência das respostas impulsivas dos sinais bruto e filtrado de RF indicando que o sinal de interesse não foi modificado pelo processamento.



Fonte: Autoria própria.

Inicialmente, foram criados sinais *chirp* de modulação linear de frequência (LFM, do inglês *Linear Frequency Modulation*), com durações de 5 μs , 10 μs e 20 μs . Na Figura 3-36 é ilustrada uma excitação *chirp* LFM (frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz) com duração de 5 μs gerado no Matlab.

Figura 3-36 – Pulso *chirp* LFM de 5 μs e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.



Fonte: Autoria própria.

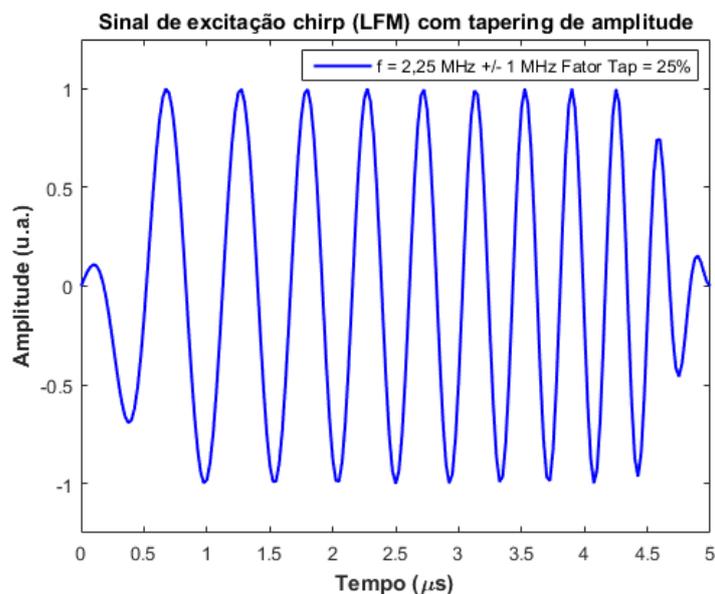
Posteriormente, o pulso *chirp* passa por um janelamento (*tapering*) de amplitude que suaviza as bordas do sinal. Foi utilizada uma excitação *chirp* com *tapering* de amplitude de 25% e um filtro/janela Dolph-Chebyshev em conjunto com uma função janela Lanczos para *tapering* de amplitude.

Na criação da forma de onda *chirp*, além do tempo de duração e da frequência de ressonância, é necessário discriminar a largura de banda. A varredura da largura de banda do sinal *chirp* precisa ser maior do que a largura de banda do transdutor, sendo determinada por um parâmetro que especifica a razão (otimizada) de varredura entre as larguras de banda *chirp*/transdutor, a fim de minimizar os efeitos da convolução e melhorar a resposta do filtro de compressão de pulso. Esse fator de otimização da relação da largura de banda entre o *chirp* e o transdutor, utilizado nesse trabalho, possui valor igual a 2 (MACHADO, 2017).

Na Figura 3-37 é mostrado um pulso *chirp* de 5 μs após aplicação do *tapering* de amplitude de 25% e na Figura 3-38 é mostrado o espectro de frequência do pulso

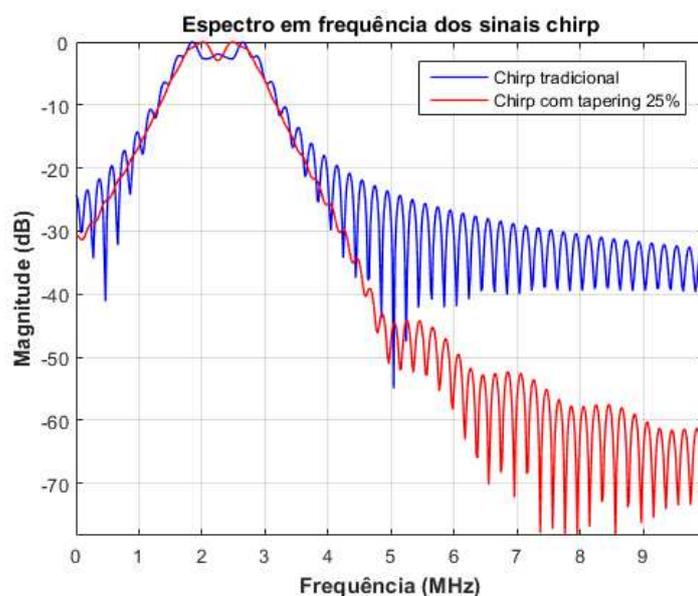
chirp tradicional e com *tapering* de 25% com duração de 5 μ s e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.

Figura 3-37 – Pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.



Fonte: Autoria própria.

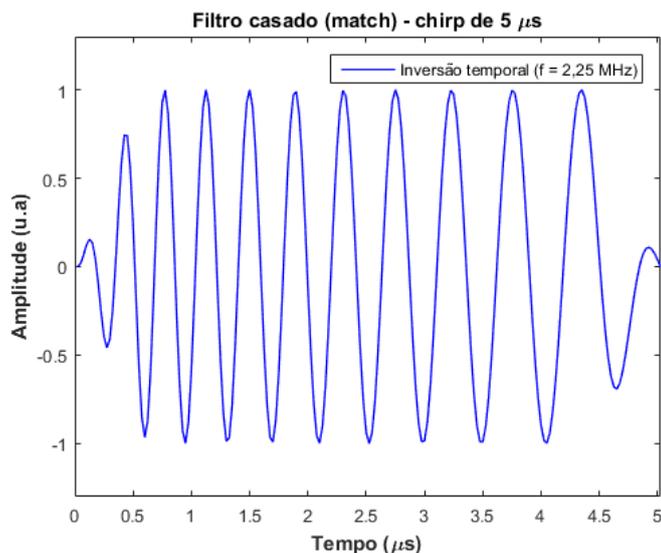
Figura 3-38 – Comparação entre os espectros de frequência do pulso de excitação *chirp* de 5 μ s e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz. *Chirp* tradicional (azul) e com *tapering* 25% (vermelho).



Fonte: Autoria própria.

Após adquirir a resposta impulsiva do sinal de RF, é realizada a sua inversão temporal para geração do filtro casado, conforme mostrado na Figura 3-39.

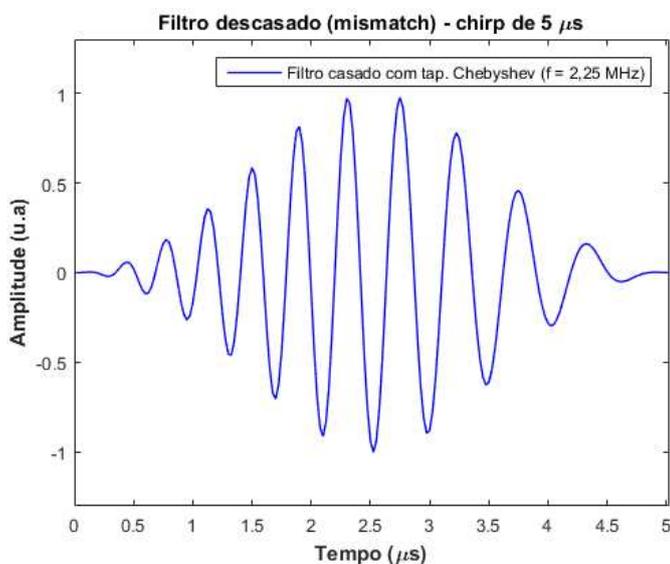
Figura 3-39 – Inversão temporal da resposta impulsiva para geração do filtro casado (filtro *match*) de um pulso *chirp* de 5 μs com *tapering* 25%.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, é aplicado o janelamento (*tapering*) do tipo Chebyshev com atenuação do lóbulo secundário em 60 dB no sinal com inversão temporal para geração do filtro descasado, ilustrado no exemplo da Figura 3-40.

Figura 3-40 – Filtro descasado de um pulso *chirp* de 5 μs com *tapering* 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.

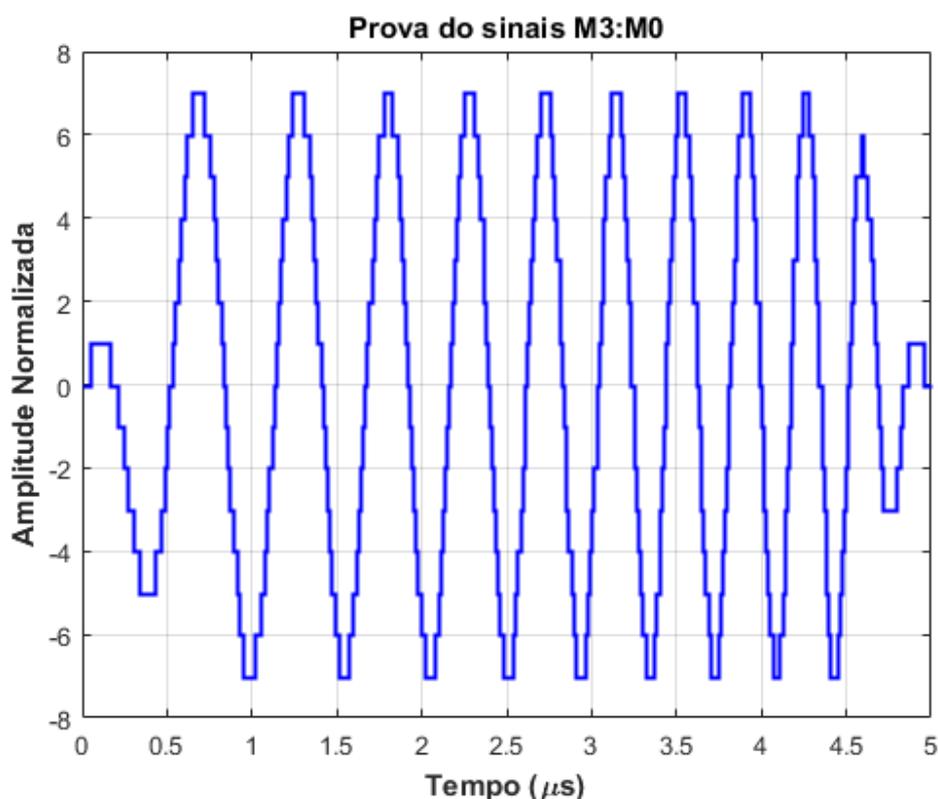


Fonte: Autoria própria.

O pulso de ultrassom (convencional ou *chirp*) deve ser discretizado a uma frequência de 160 MHz para, posteriormente, ser gerada uma tabela com níveis lógicos de “0” e “1”. Essa tabela é utilizada para criação do código a ser gravado na FPGA do Módulo de *Beamformer* Digital e, desse modo, fazer o controle do *driver* de transmissão MD2134 por meio das entradas lógicas M[0:3], controlando o PAM de 16 níveis.

Na Figura 3-41 é mostrado um pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25%, discretizado em 16 níveis. Os sinais dos registradores M0, M1, M2 e M3 são usados para controle do gerador de forma de onda arbitrária MD2134. Considerando a frequência de transmissão de 160 MHz, o tempo que cada sinal permanece constante é de 6,25 ns (1/160 MHz).

Figura 3-41 – Sinal *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% discretizado em 16 níveis. Cada nível permanece constante por 6,25 ns.

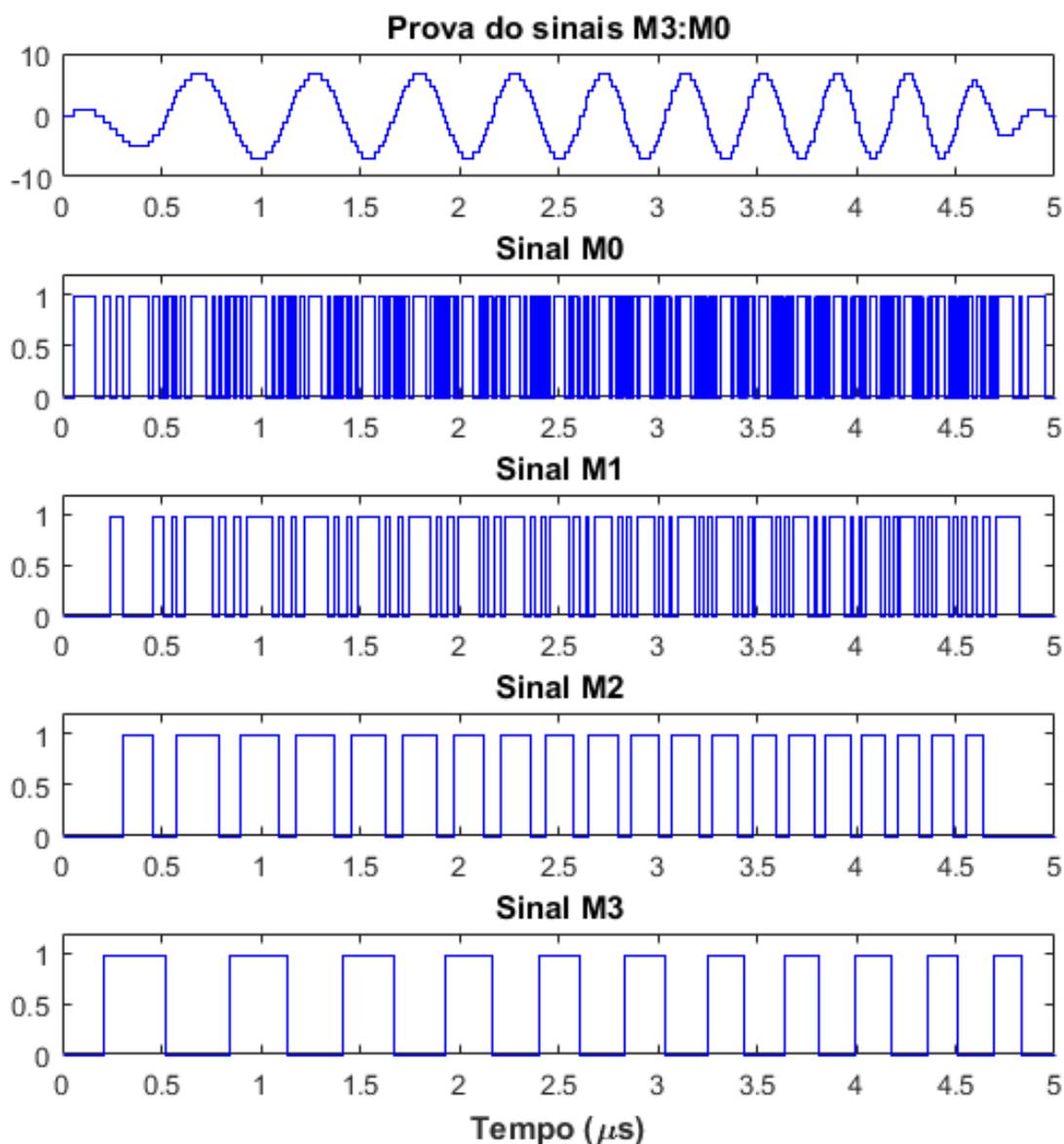


Fonte: Autoria própria.

Na Figura 3-42 são mostrados os respectivos sinais PAM (registradores M0, M1, M2 e M3), com frequência de amostragem de 160 MHz, necessários para a formação de um sinal *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25%, para ilustrar como os sinais

com forma de onda arbitrária são gerados. Para mais detalhes deve-se consultar o manual técnico do MD2134.

Figura 3-42 – Sinais PAM (registradores M0, M1, M2 e M3) necessários para a formação de um sinal *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25%



Fonte: Autoria própria.

Para a geração dos sinais PAM de alta frequência (registradores M0, M1, M2 e M3), que devem ser gerados pela FPGA para a formação do sinal com forma de onda arbitrária de ultrassom, foram utilizados os parâmetros da Tabela 3-6.

Tabela 3-6 – Considerações para geração do sinal PAM (M0, M1, M2 e M3)

Parâmetro	Atribuição
Forma de onda dos sinais	Onda quadrada com níveis 0 e 1
Largura do pulso <i>chirp</i>	5 μ s / 10 μ s / 20 μ s
Frequência média do pulso <i>chirp</i>	0,2 MHz / 0,1 MHz / 0,05 MHz
Frequência de amostragem (fs)	160 MHz
Número de amostras por ciclo	16
Número total de amostras por registrador (M[0:3])	801 / 1.601 / 3.201

Fonte: Autoria própria.

Uma tabela com níveis lógicos de “0” e “1” foi criada e esses dados foram utilizados para a criação do código para ser gravado na FPGA do Módulo de *Beamformer* Digital. A FPGA é utilizada para fazer o controle do *driver* de transmissão MD2134 por meio das entradas lógicas M[0:3], controlando o PAM de 16 níveis, como mostrado na Tabela 3-7.

Tabela 3-7 – Atribuição dos 16 níveis do PAM.

Registro	Valor
LV0	0
LV1	18
LV2	36
LV3	54
LV4	72
LV5	90
LV6	108
LV7	126
LV8	0
LV9	18
LV10	36
LV11	54
LV12	72
LV13	90
LV14	108
LV15	126

Fonte: Autoria própria.

Além disso, é possível controlar, via SPI, o DAC de corrente de 8 *bits* para controle da amplitude de apodização da forma de onda com até 256 níveis. Neste trabalho, foi definido apenas um nível para o DAC, com valor máximo de 255, como mostrado na Tabela 3-8.

Tabela 3-8 – Configuração do DAC de 8 *bits* com o valor máximo de 255.

Valores do registrado de 16 <i>bits</i> de configuração															
C1	C0	RA3	RA2	RA1	RA0	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1

Fonte: Autoria própria.

O *driver* MD2134 produz pulsos de excitação do tipo *chirp* com *tapering* 25% e com intervalo de repetição de 1 ms. Deste modo, são geradas excitações *chirp* com diferentes durações como, por exemplo, 5 μ s, 10 μ s e 20 μ s, repetidas a cada 1 ms (taxa de repetição de 1 kHz).

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações e os experimentais. Na Seção 4.1 são mostrados os resultados das simulações e na Seção 4.2 são apresentados os resultados experimentais. Para obter os resultados das simulações, foi utilizado o *phantom* computacional, gerado no Matlab. Os resultados experimentais foram obtidos utilizando o Sistema de Transmissão e Recepção, mostrado no Capítulo 3. Para avaliar o desempenho do sistema, foram realizados testes utilizando um único canal do Módulo de Transmissão (o canal 4), operando no modo pulso-eco. Os experimentos foram realizados com uma tensão de alimentação de +60 V utilizando dois transdutores monoelemento com frequência central de 2,25 MHz e 5 MHz com largura de banda relativa de 40%. Além disso, todos os sinais experimentais passaram pela etapa de filtragem digital utilizando um filtro passa-faixa para eliminação de componentes de corrente contínua dos sinais amostrados. Em todos os experimentos foi considerado a velocidade do som no meio igual a 1480 m/s e a atenuação do meio de 0,1 dB/(cm.MHz).

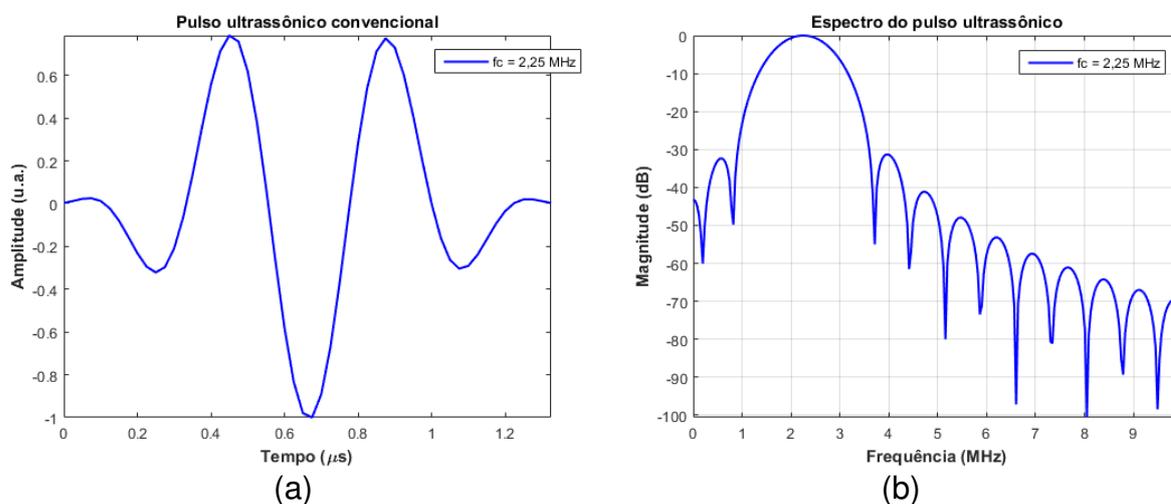
4.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Foram realizados testes, utilizando *phantom* computacional, gerado no Matlab, para os seguintes sinais de excitação: sinais convencionais (*short pulse*) com frequências centrais de 2,25 MHz e 5 MHz; e sinais *chirp* com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e 5 MHz \pm 2 MHz com duração de 5 μ s (curto), 10 μ s (médio) e 20 μ s (longo).

4.1.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 2,25 MHz

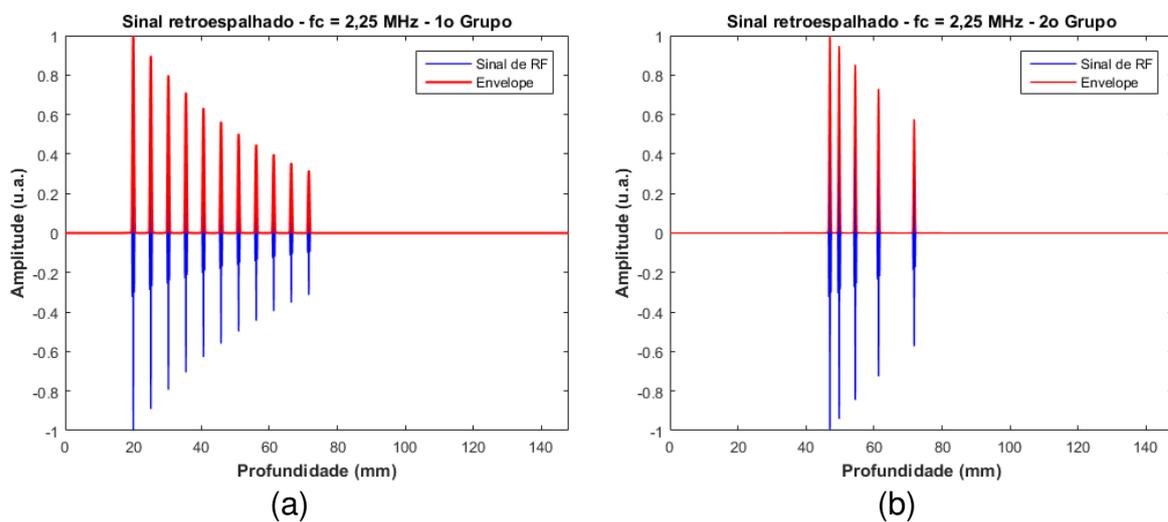
Na Figura 4-1 é mostrado um pulso ultrassônico convencional com frequência central de 2,25 MHz e o espectro de frequência para esse sinal, comprovando a frequência central de 2,25 MHz. A Figura 4-2 mostra o sinal retroespalhado desse pulso aplicado no primeiro e no segundo grupos de espalhadores do *phantom* computacional.

Figura 4-1 – Sinal ultrassônico convencional simulado com frequência central de 2,25 MHz. (a) Pulso normalizado e (b) espectro.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-2 – Sinal retroespalhado do pulso ultrassônico convencional com frequência central de 2,25 MHz. (a) Primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional e (b) segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

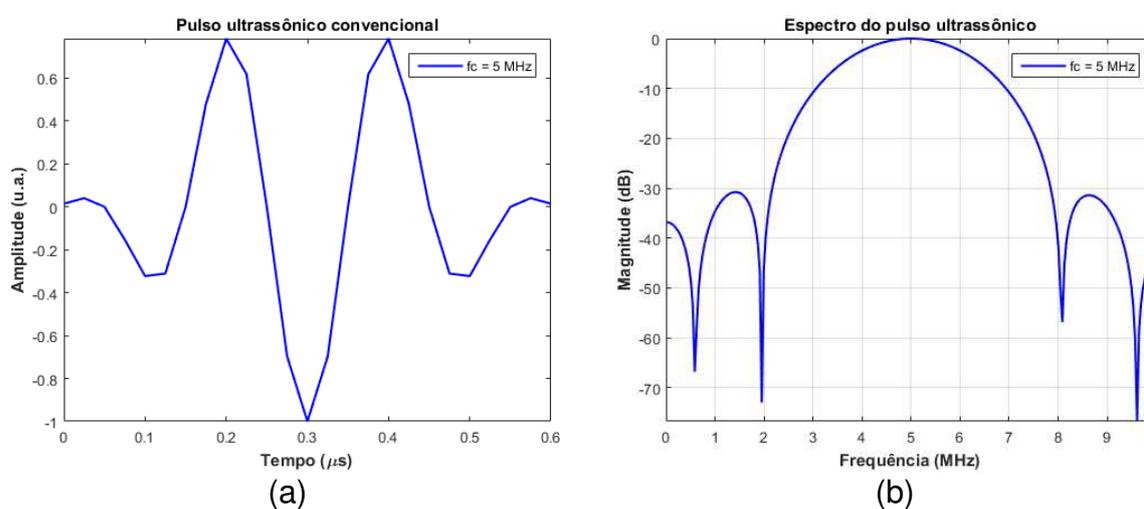


Fonte: Autoria própria.

4.1.2 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 5 MHz

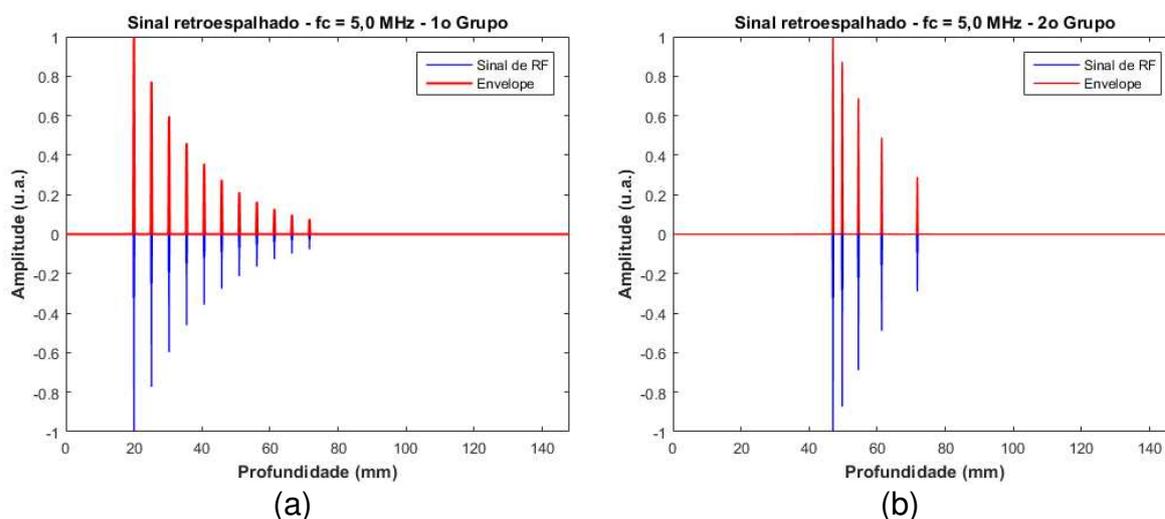
Na Figura 4-3 é mostrado um pulso ultrassônico convencional com frequência central de 5 MHz e o respectivo espectro de frequência para comprovação. A Figura 4-4 mostra o sinal retroespalhado do pulso aplicado no primeiro e no segundo grupos do *phantom* computacional.

Figura 4-3 – Sinal ultrassônico convencional simulado com frequência central de 5 MHz. (a) Pulso normalizado e (b) espectro.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-4 – Sinal retroespalhado do pulso ultrassônico convencional com frequência central de 5 MHz. (a) Primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional e (b) segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional.



Fonte: Autoria própria.

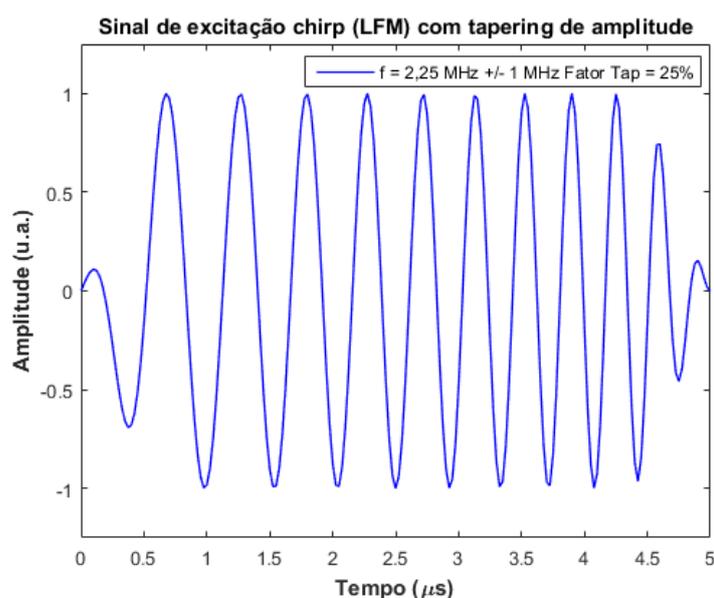
4.1.3 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO *CHIRP* DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHz \pm 1 MHz

Na Figura 4-5 é mostrado um pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.

Na Figura 4-6 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. Nesses sinais é possível ver claramente que os ecos foram recuperados de forma correta, corroborando a técnica de processamento e a melhoria na SNR. A aplicação do filtro descasado proporciona o aumento da largura do lóbulo principal e redução dos lóbulos laterais do sinal.

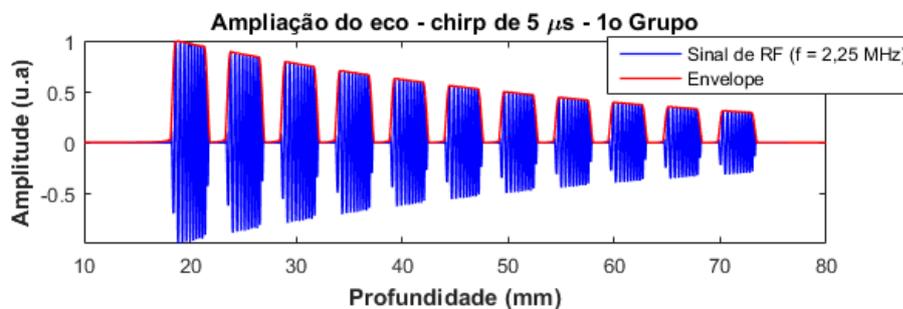
Na Figura 4-7 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. Nos casos do segundo grupo, não é possível distinguir os alvos no sinal bruto devido à interferência dos sinais de eco. Entretanto, a aplicação dos filtros possibilitou a indicação clara e correta dos alvos do *phantom*.

Figura 4-5 – Pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.

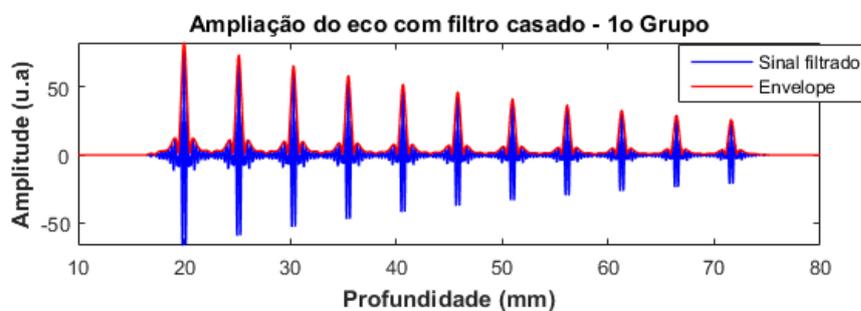


Fonte: Autoria própria.

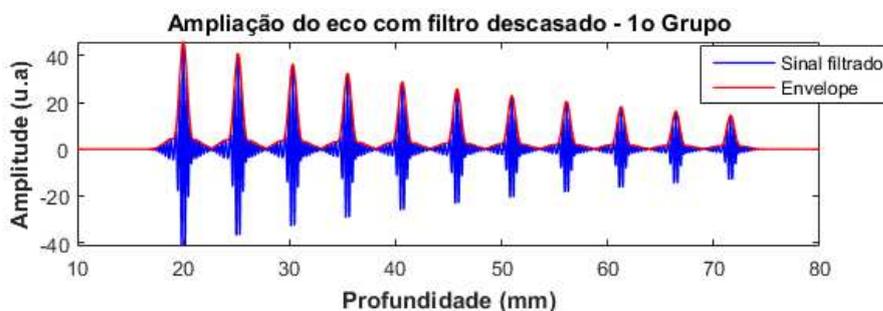
Figura 4-6 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



(a)



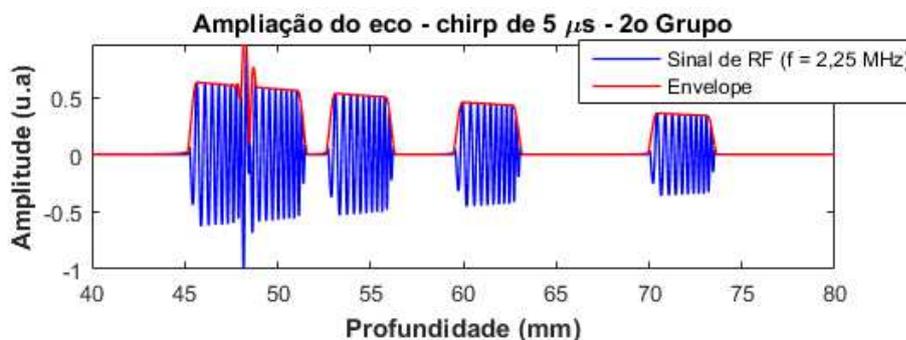
(b)



(c)

Fonte: Autoria própria.

Figura 4-7 – Sinal retroespaldado do pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

4.1.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO *CHIRP* DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHz \pm 1 MHz

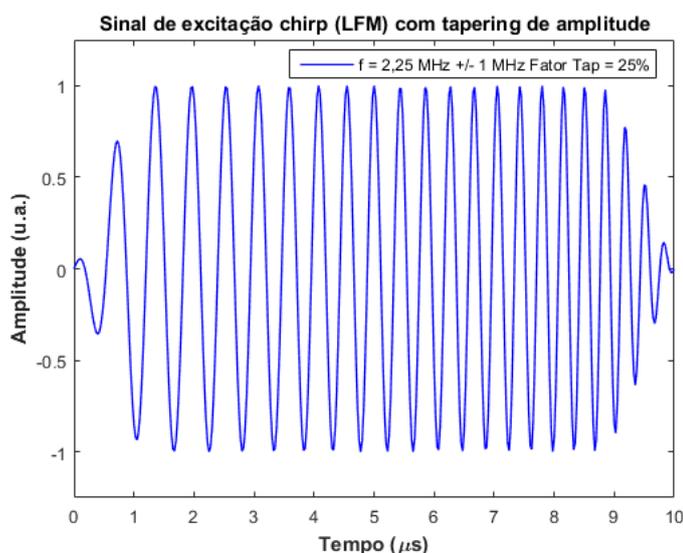
Todas as análises da secção anterior são mostradas nas próximas secções de resultados.

Na Figura 4-8 é mostrado um pulso de excitação simulado *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.

Na Figura 4-9 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. Nesse caso, os sinais de eco aparecem sobrepostos devido a interferência construtiva/destrutiva já no primeiro grupo com maior espaçamento entre alvos. Como na análise anterior, é possível notar que os ecos foram recuperados de forma correta com a aplicação dos filtros, indicando uma melhoria significativa na SNR.

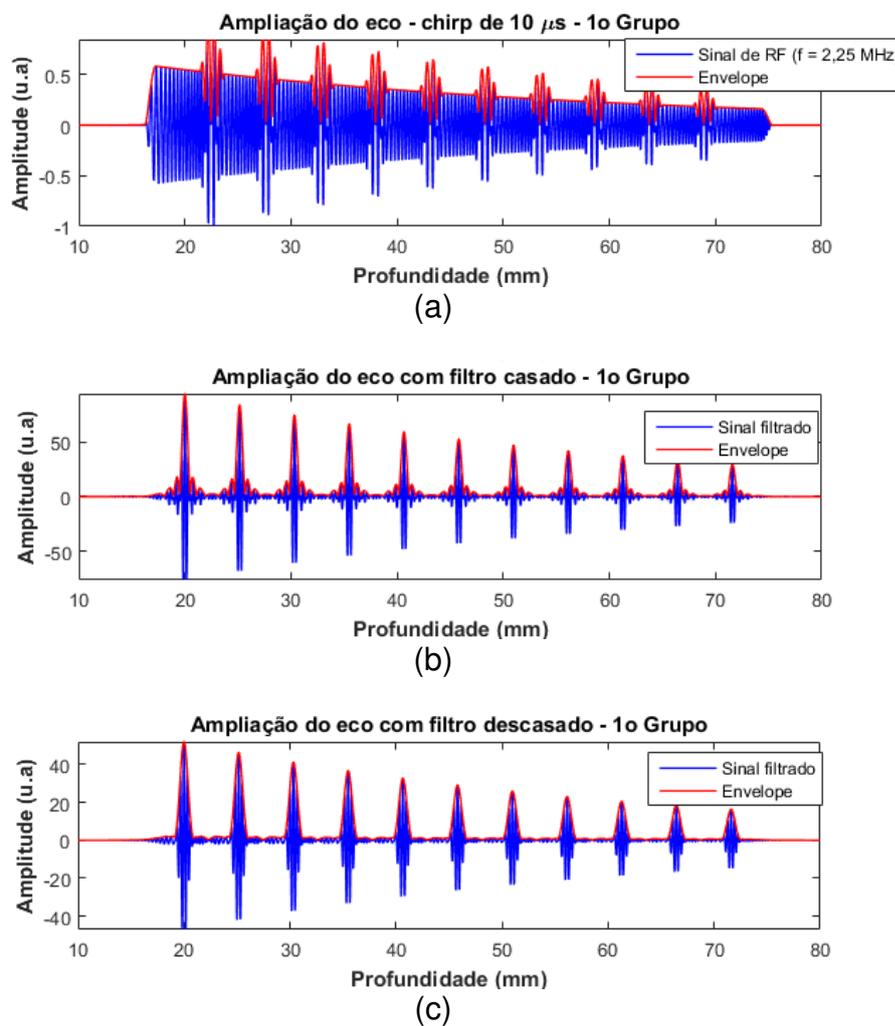
Na Figura 4-10 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

Figura 4-8 – Pulso de excitação simulado *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz



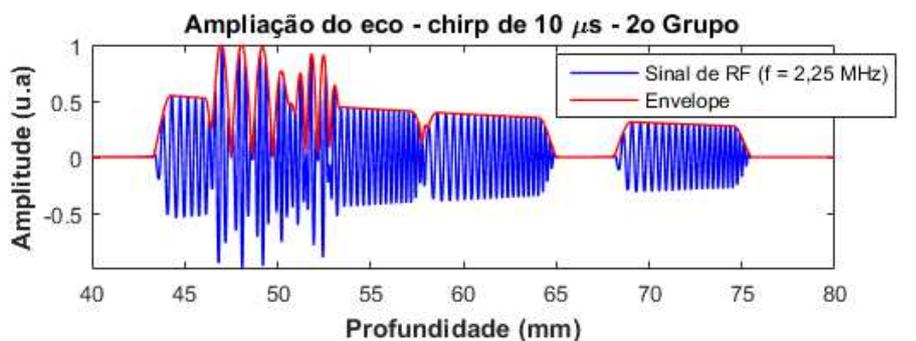
Fonte: Autoria própria.

Figura 4-9 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 10 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-10 – Sinal retroespaldado do pulso de excitação simulado *chirp* de $10\ \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $2,25\ \text{MHz} \pm 1\ \text{MHz}$ aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autoria própria.

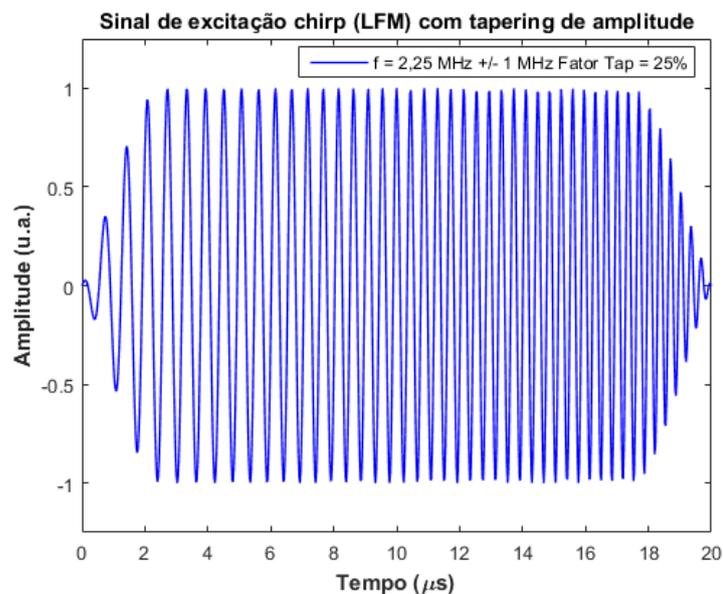
4.1.5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO *CHIRP* DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHz \pm 1 MHz

Na Figura 4-11 é mostrado um pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz.

Na Figura 4-12 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

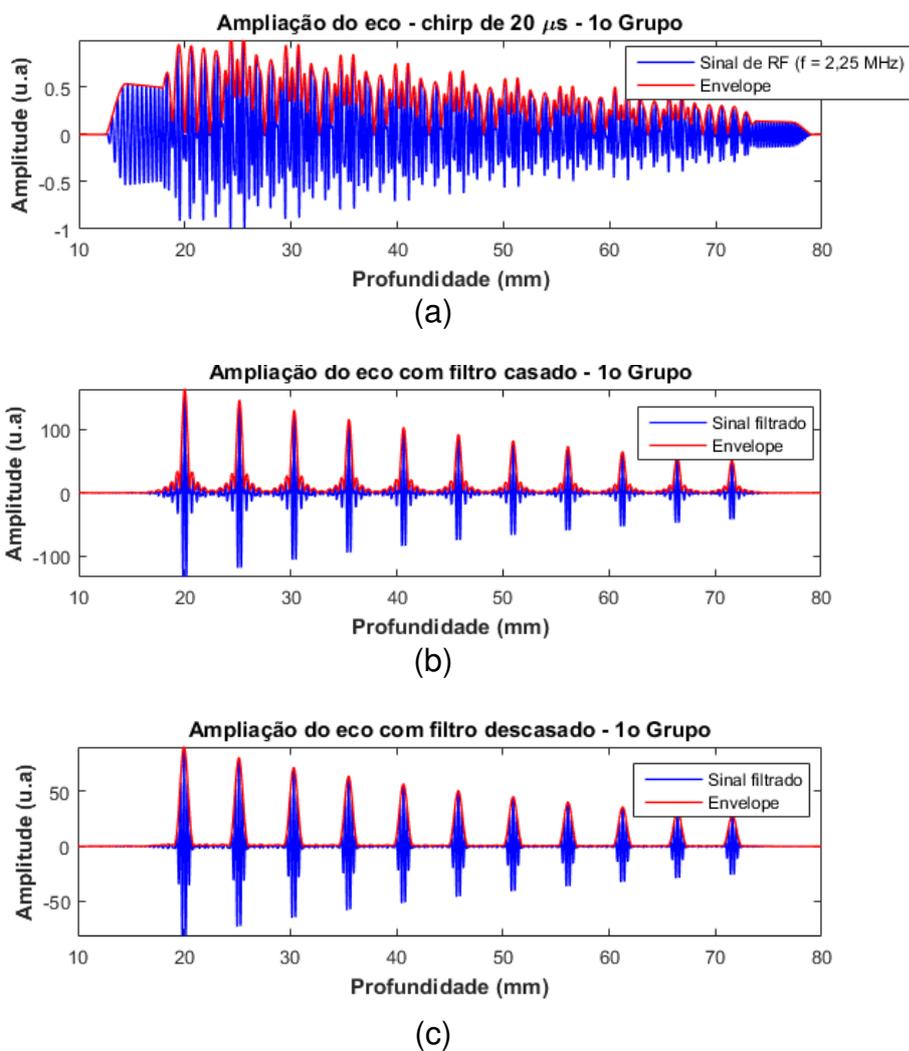
Na Figura 4-13 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

Figura 4-11 – Pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz



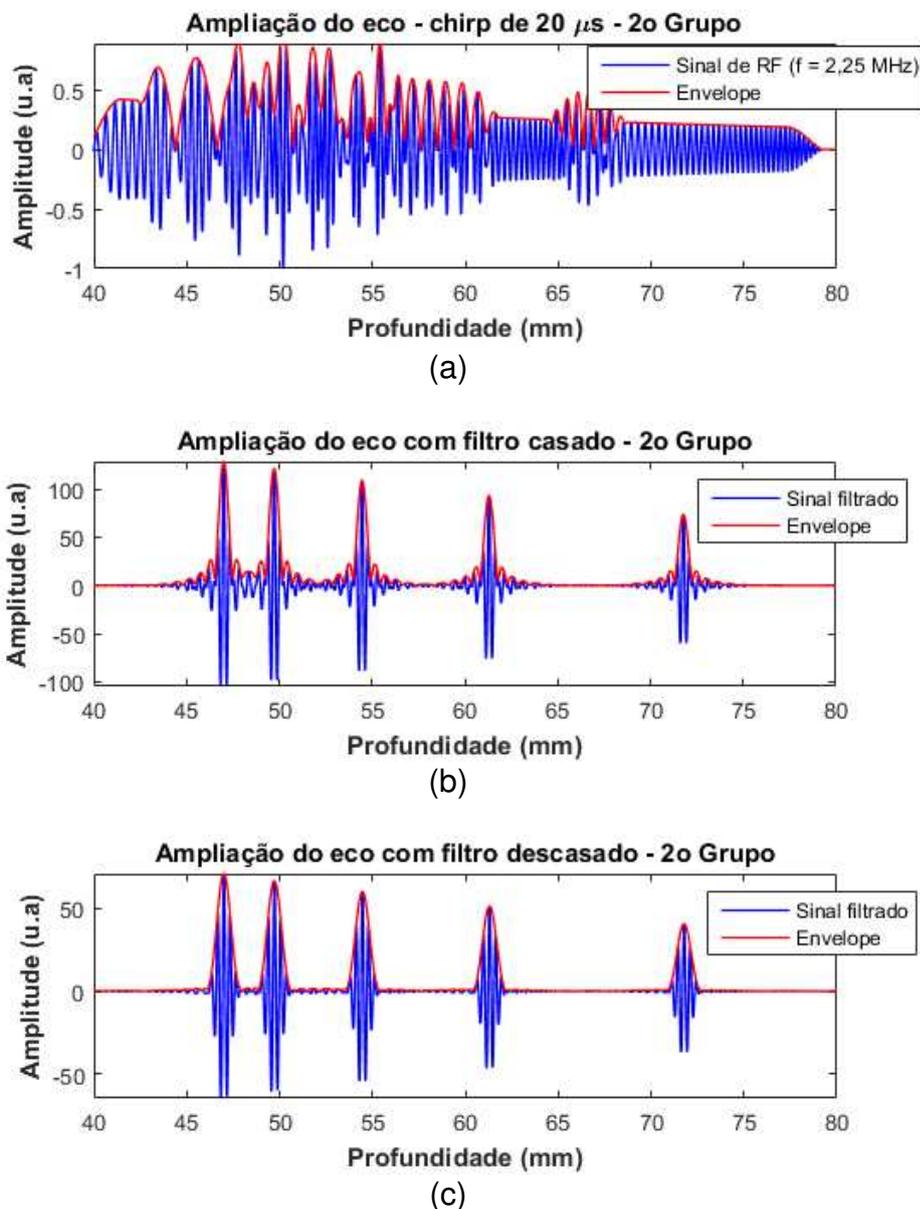
Fonte: Autoria própria.

Figura 4-12 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-13 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

4.1.6 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO *CHIRP* DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHz \pm 2 MHz

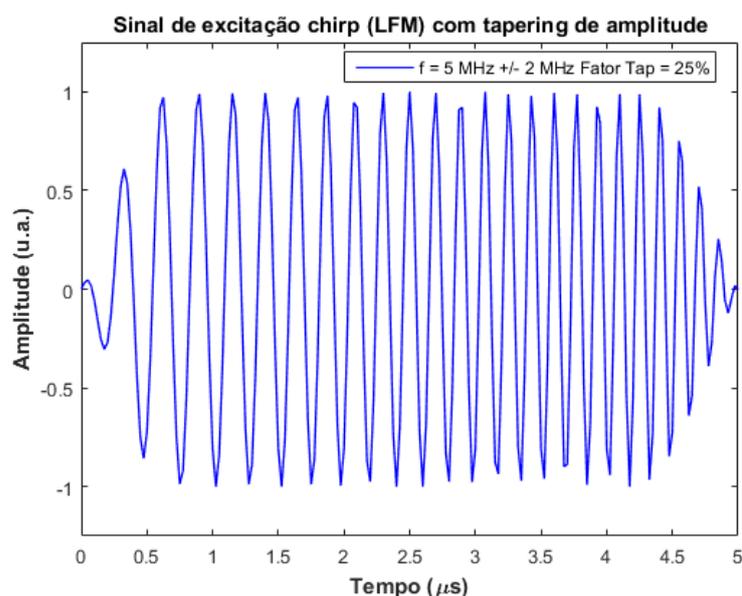
Na Figura 4-14 é mostrado um pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz.

Na Figura 4-15 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

Na Figura 4-16 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

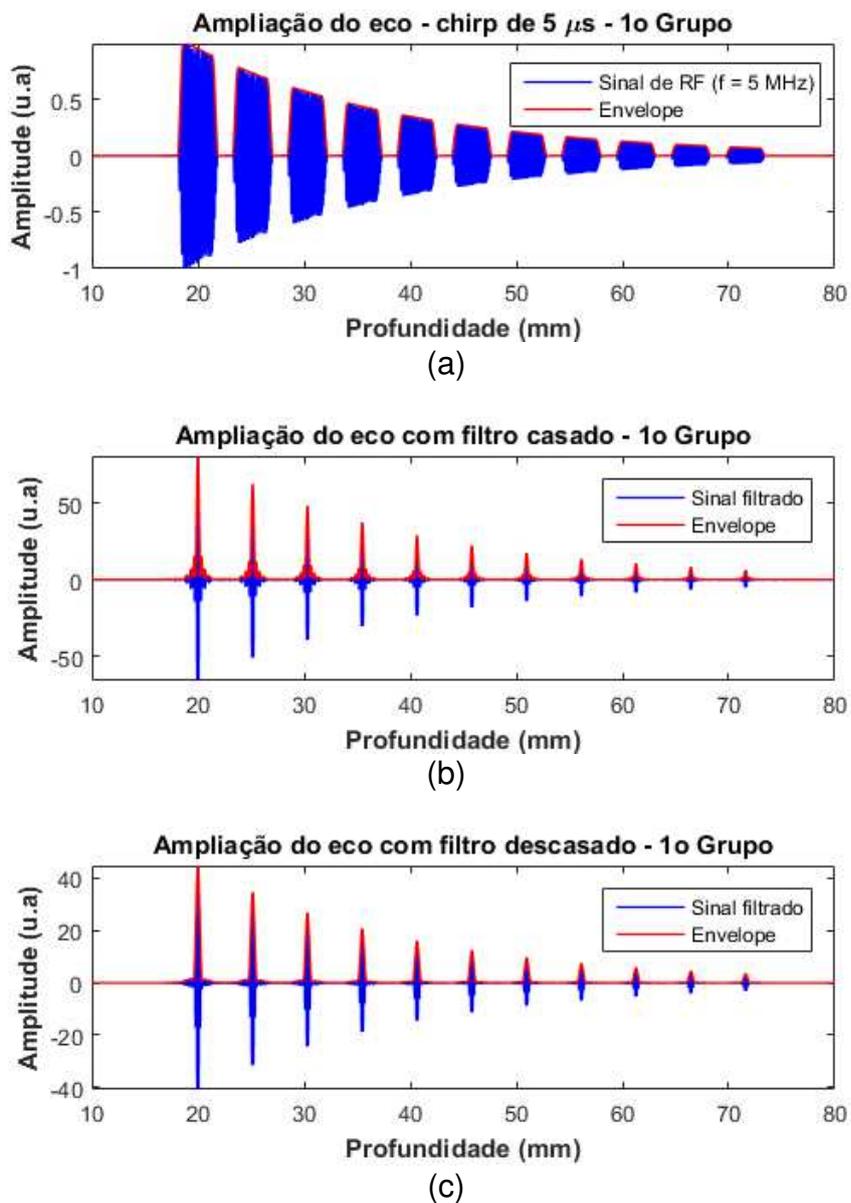
É possível verificar a maior atenuação dos ecos em virtude da frequência de 5 MHz \pm 2 MHz, bem como a recuperação dos alvos, principalmente do segundo grupo, mesmo com a interferência apresentada nos sinais brutos.

Figura 4-14 – Pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz



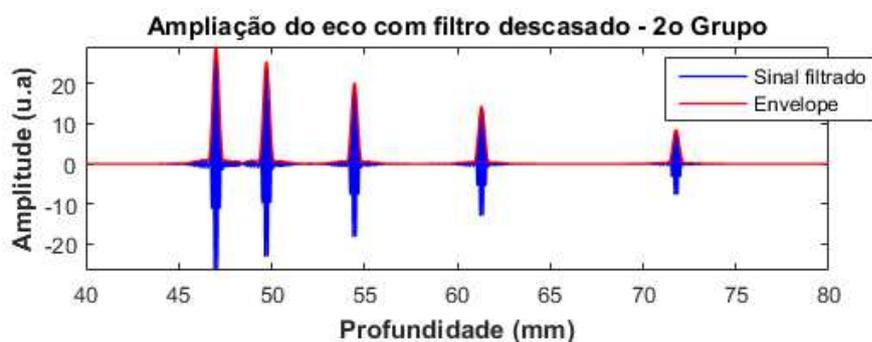
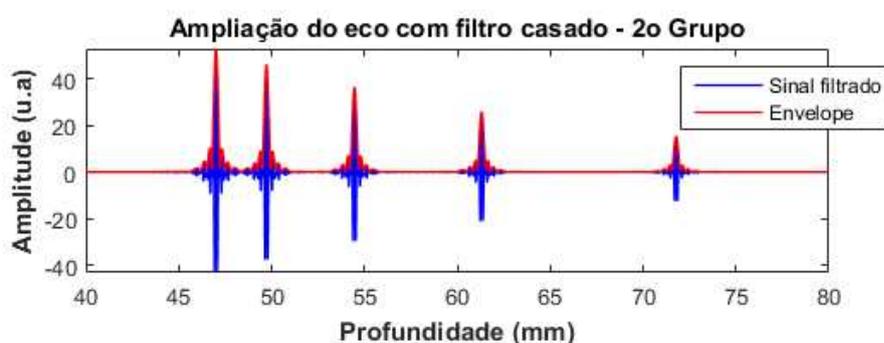
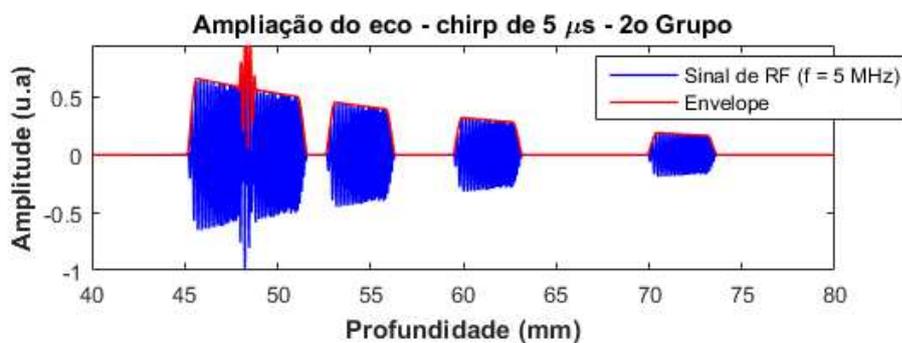
Fonte: Autoria própria.

Figura 4-15 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-16 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 5 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

4.1.7 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO *CHIRP* DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHz \pm 2 MHz

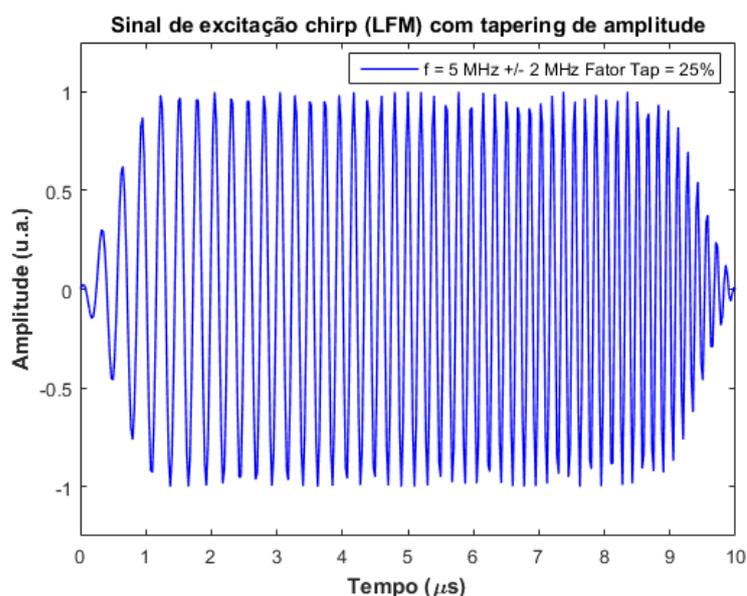
Na Figura 4-17 é mostrado um pulso de excitação simulado *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz.

Na Figura 4-18 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

Na Figura 4-19 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional

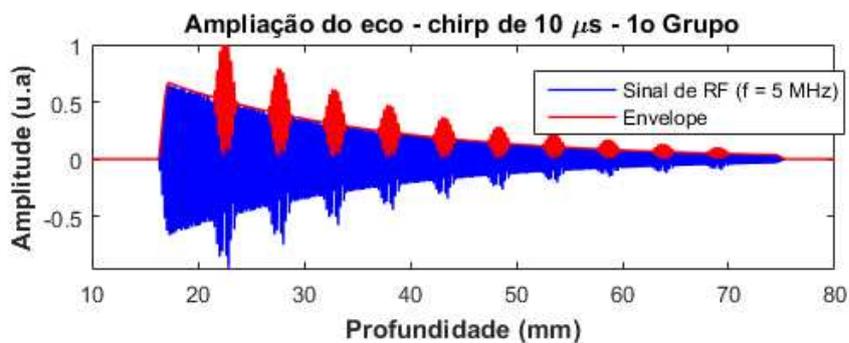
Devido ao maior tempo de duração dos pulsos de excitação, todos os sinais brutos são apresentados com sobreposição dos ecos dos alvos dos dois grupos. Entretanto, a aplicação dos filtros resolveu de forma clara a indicação dos alvos.

Figura 4-17 – Pulso de excitação simulado *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz

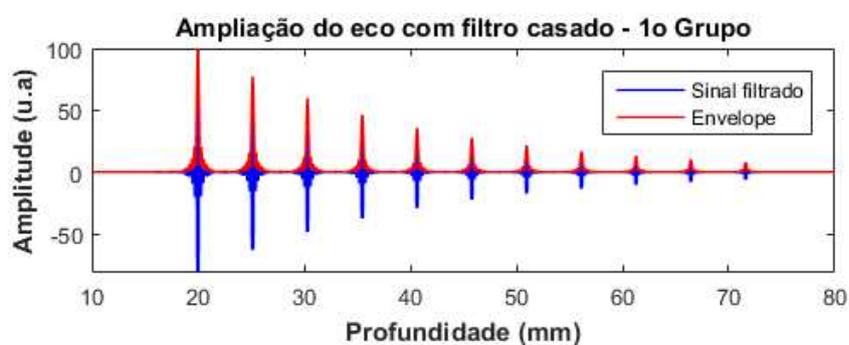


Fonte: Autoria própria.

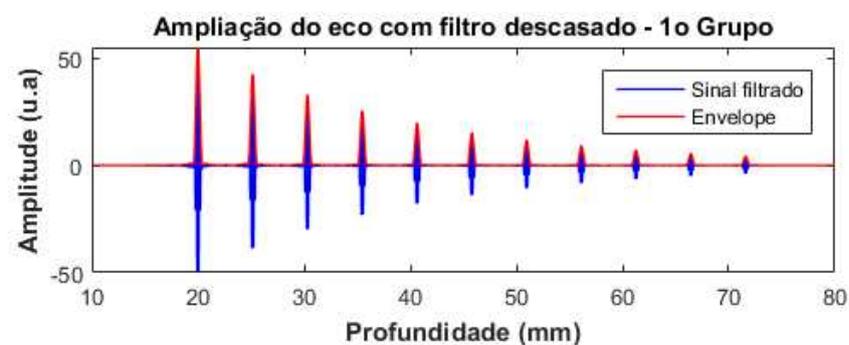
Figura 4-18 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de $10\ \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $5\ \text{MHz} \pm 2\ \text{MHz}$ aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



(a)



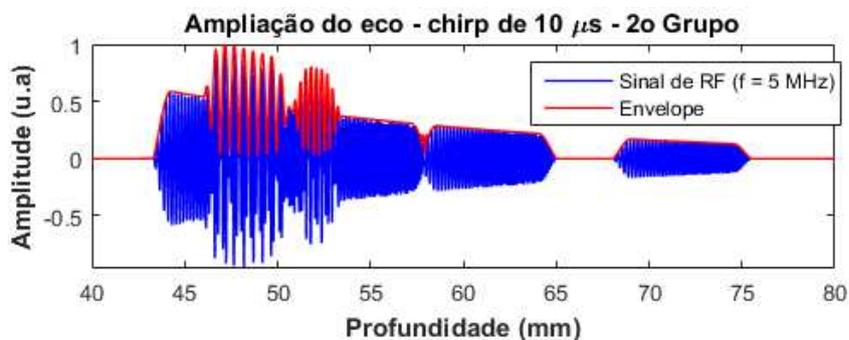
(b)



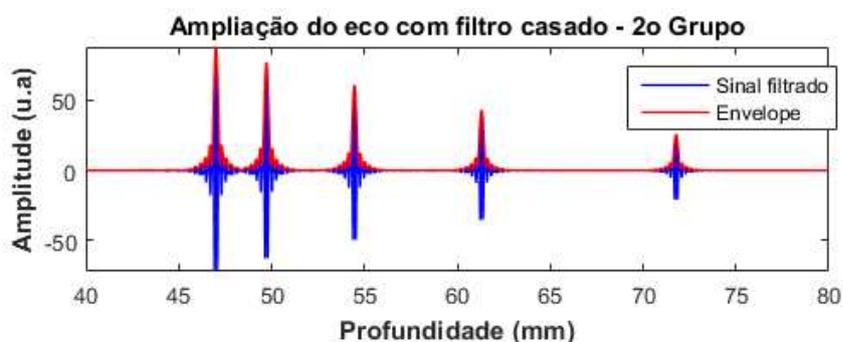
(c)

Fonte: Autoria própria.

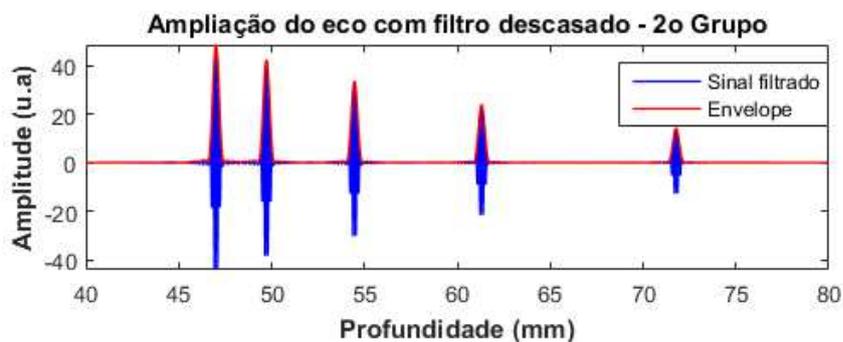
Figura 4-19 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de $10\ \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $5\ \text{MHz} \pm 2\ \text{MHz}$ aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autoria própria.

4.1.8 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COM PULSO *CHIRP* DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHz \pm 2 MHz

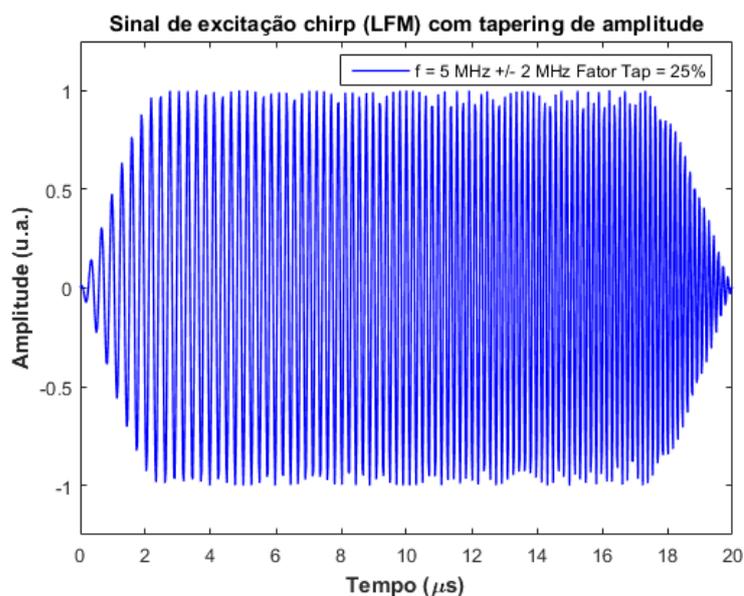
Na Figura 4-20 é mostrado um pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz.

Na Figura 4-21 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

Na Figura 4-22 são mostrados o sinal bruto e com a aplicação do filtro casado e do filtro descasado dos ecos do segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional.

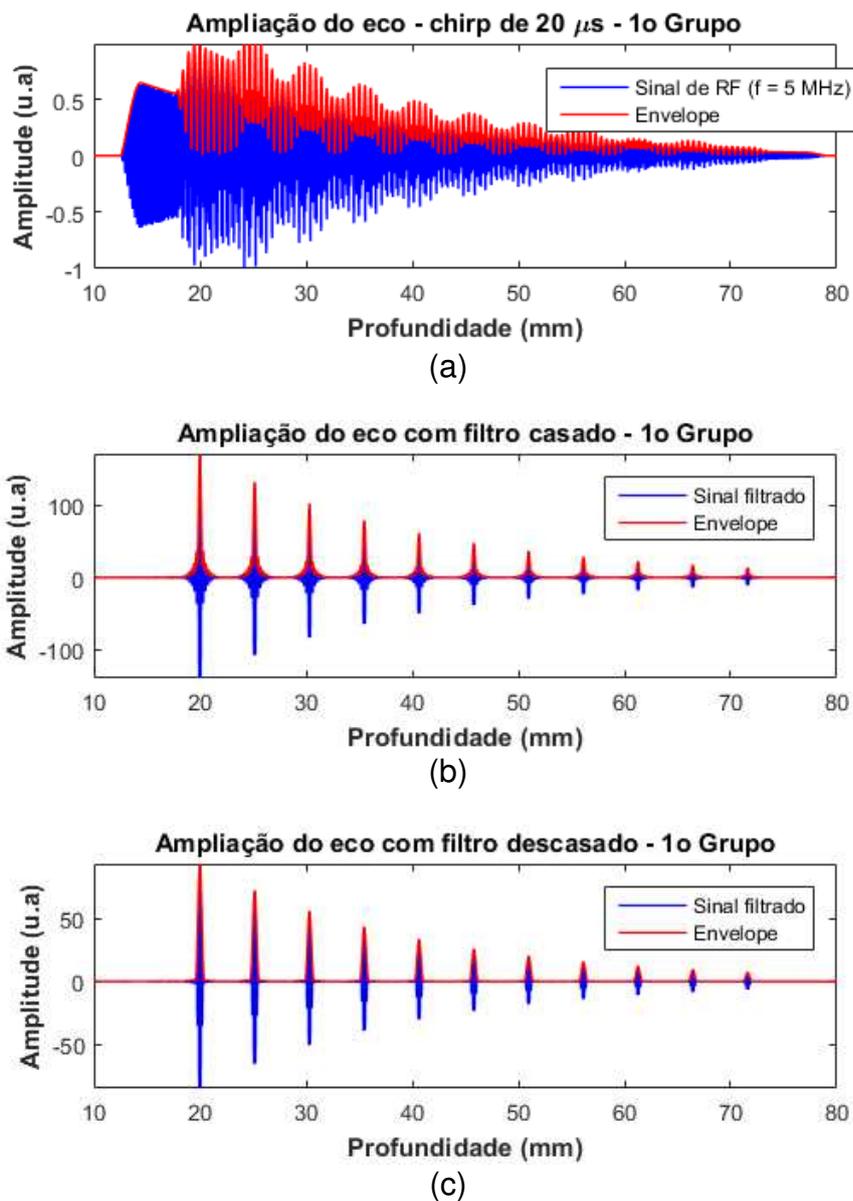
Como na análise de seção anterior, todos os sinais brutos são apresentados com sobreposição dos ecos dos alvos dos dois grupos. Porém, como esperado, a aplicação dos filtros resolveu de forma clara a indicação dos alvos, conforme as imagens ampliadas.

Figura 4-20 – Pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz



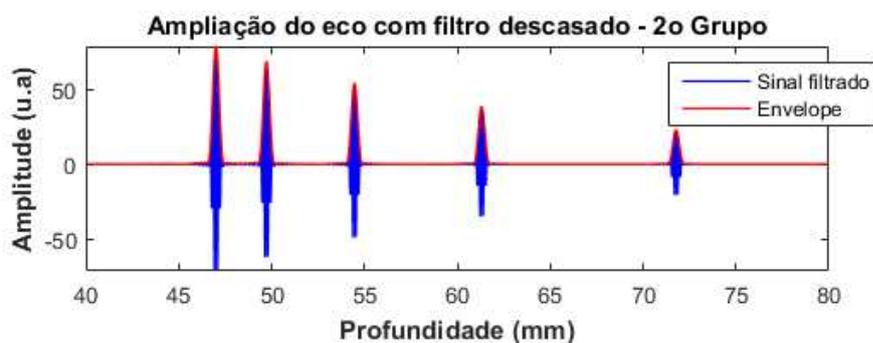
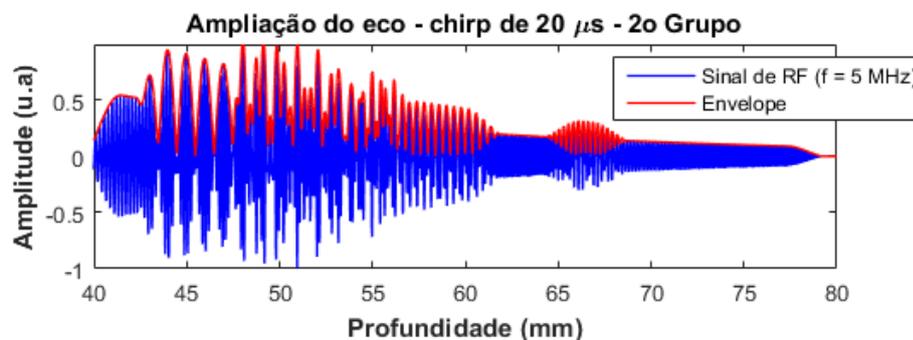
Fonte: Autoria própria.

Figura 4-21 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de $20\ \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $5\ \text{MHz} \pm 2\ \text{MHz}$ aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-22 – Sinal retroespalhado do pulso de excitação simulado *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* computacional. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

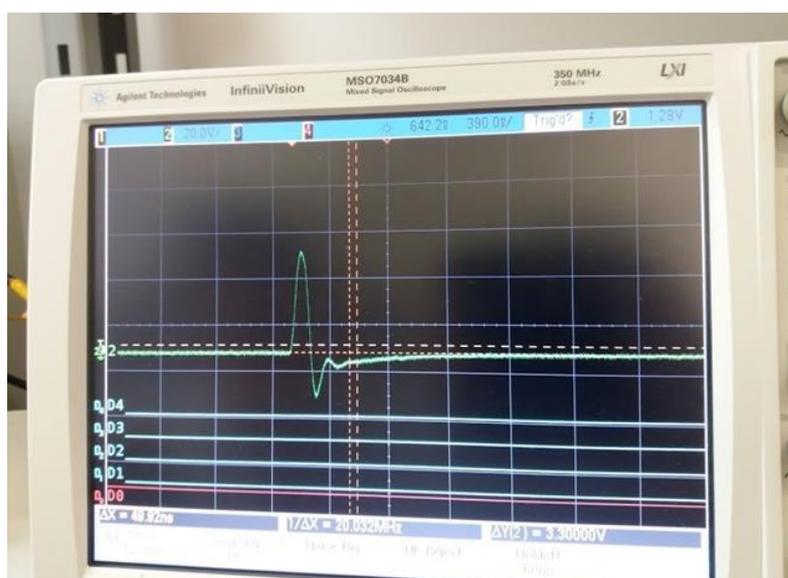
Nesta seção são apresentados os resultados dos testes experimentais utilizando o *phantom* de ultrassom com os dois grupos de fios de nylon para os seguintes sinais de excitação: sinais convencionais com frequências centrais de 2,25 MHz e 5 MHz; e sinais *chirp* com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e 5 MHz \pm 2 MHz com duração de 5 μ s (curto), 10 μ s (médio) e 20 μ s (longo).

Para facilitar a comparação, os sinais adquiridos foram normalizados (valores entre -1 e +1), dividindo-se todos os valores dos vetores de amostras pelo valor absoluto máximo de cada vetor.

Além disso, o filtro passa-faixa descrito na Seção 3.6 é aplicado em todos os sinais adquiridos para eliminação do nível de corrente contínua presente. A frequência de amostragem utilizada em todas as capturas foi de 40 MHz.

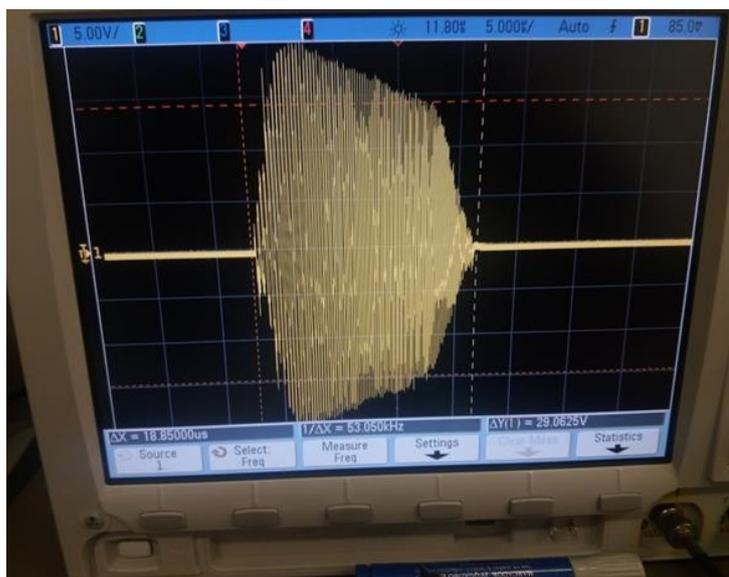
A Figura 4-23 e a Figura 4-24 mostram, respectivamente, um pulso convencional e um pulso *chirp* de 20 μ s medidos na carga RC para caracterização da placa de transmissão.

Figura 4-23 – Pulso convencional medido na carga RC da placa de transmissão.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-24 – Pulso *chirp* de 20 μ s medido na carga RC do sistema de transmissão.



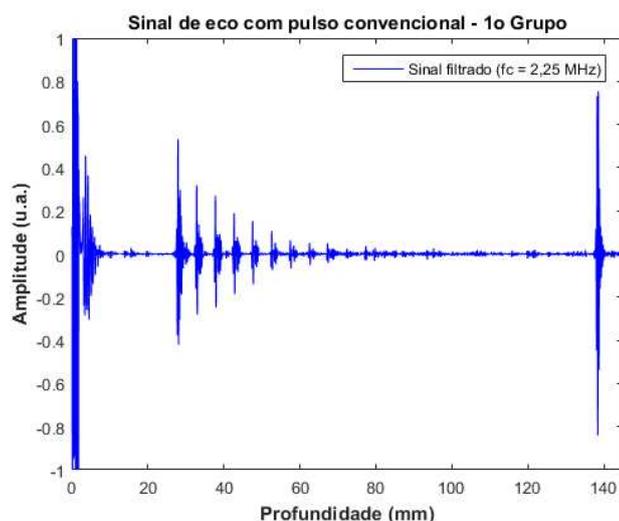
Fonte: Autoria própria.

4.2.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 2,25 MHz

Em todas as análises dos pulsos convencionais são mostrados os seguintes sinais: eco com pulso de excitação convencional ou *chirp*, com profundidade entre a face do transdutor (o momento da excitação) até o eco do fundo do *phantom*, ampliação dos sinais de eco com envoltória e envelope do sinal, processamento para melhor visualização da posição relativa dos ecos

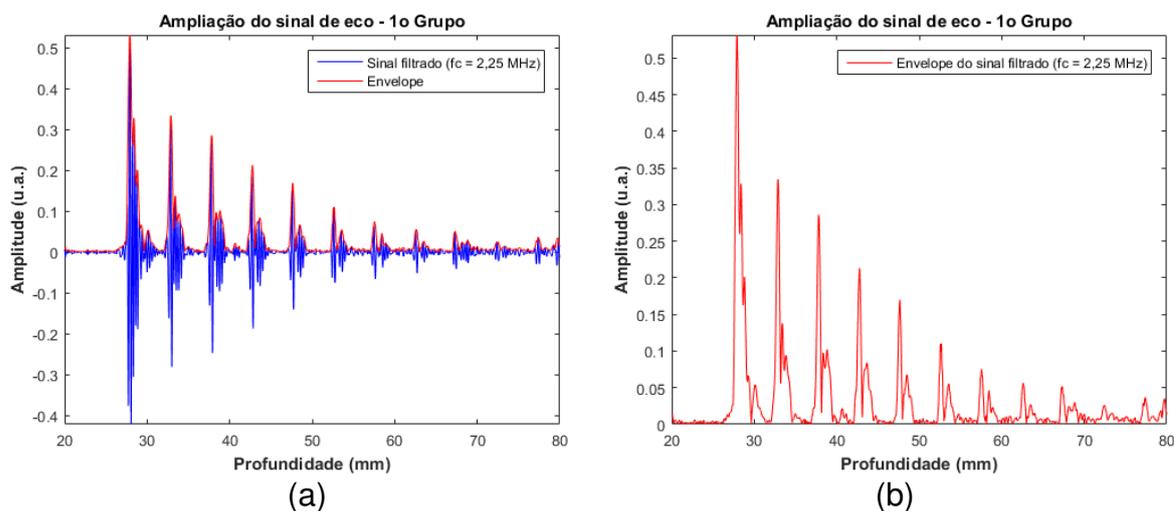
Inicialmente, aplicou-se um pulso de ultrassom convencional (*short pulse*) com frequência central de 2,25 MHz. O pulso foi direcionado ao primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. Os sinais de eco são mostrados na Figura 4-25. O último eco indica o final do *phantom* de ultrassom. A Figura 4-26 mostra uma ampliação do sinal entre 20 e 80 mm de profundidade e o envelope dos ecos do primeiro grupo de espalhadores com a indicação clara de nove alvos.

Figura 4-25 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

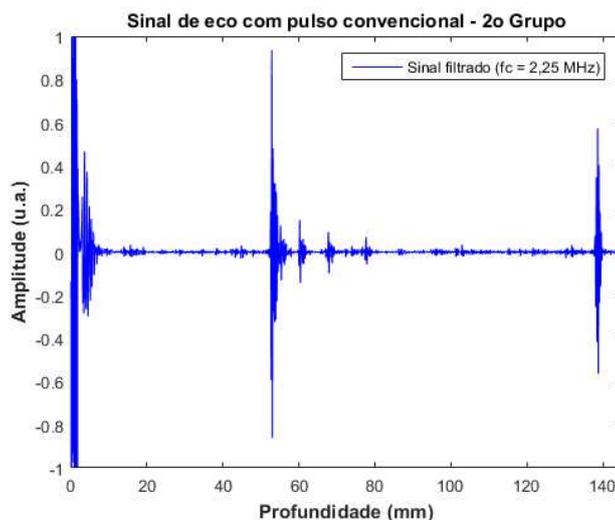
Figura 4-26 – Ampliação e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal de RF e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

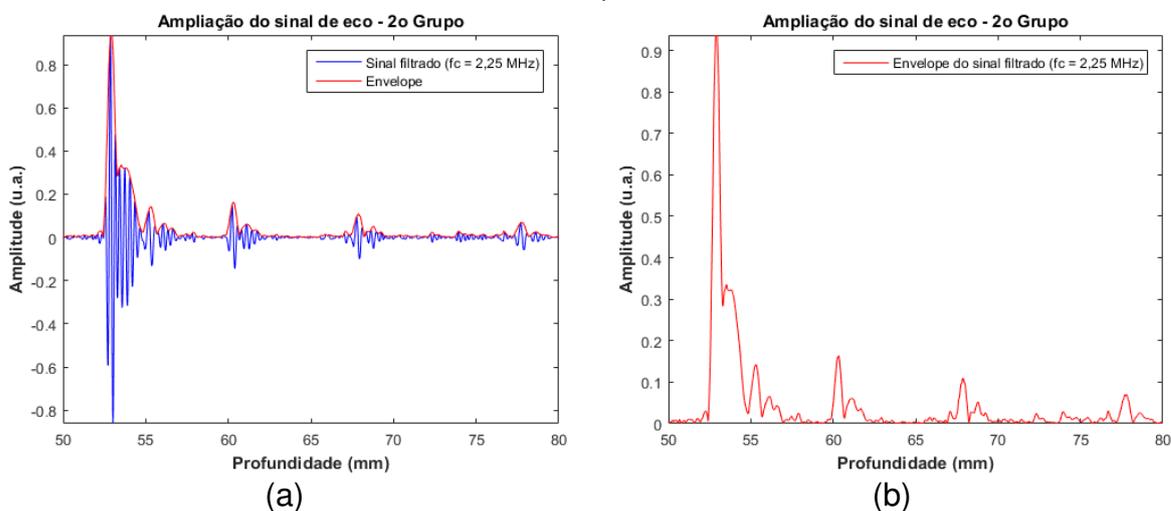
Na sequência, uma excitação convencional (*short pulse*) com frequência central de 2,25 MHz foi aplicada ao segundo grupo de espalhadores. Os sinais de eco são mostrados na Figura 4-27. A Figura 4-28 mostra uma ampliação do sinal entre 50 e 80 mm de profundidade e o envelope dos ecos do segundo grupo de espalhadores.

Figura 4-27 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-28 – Ampliação e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 2,25 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal de RF e (b) Envelope.



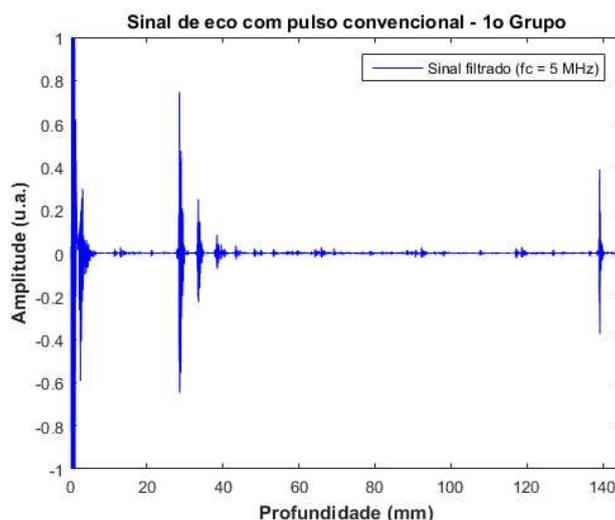
Fonte: Autoria própria.

4.2.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO CONVENCIONAL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 5 MHz

Neste experimento foi aplicado um pulso de ultrassom convencional (*short pulse*) com frequência central de 5 MHz no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

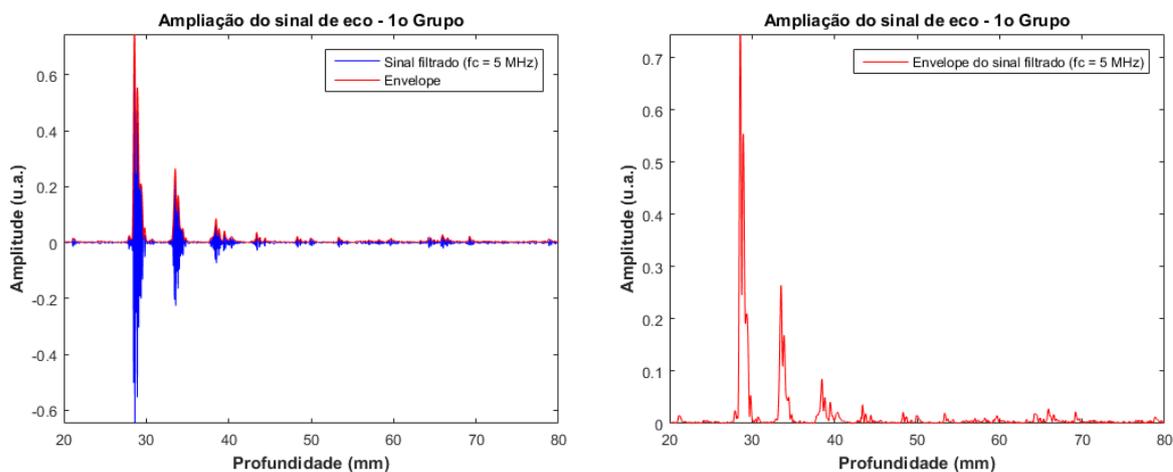
Na Figura 4-29 são apresentados os ecos gerados pela aplicação do pulso de ultrassom convencional no primeiro grupo de espalhadores. Na Figura 4-30 é mostrado o sinal de RF da figura anterior entre 20 e 80 mm de profundidade e o envelope dos ecos do primeiro grupo de espalhadores para melhor visualização do espaçamento entre os alvos.

Figura 4-29 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-30 – Sinal de RFo e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal de RF e (b) Envelope.



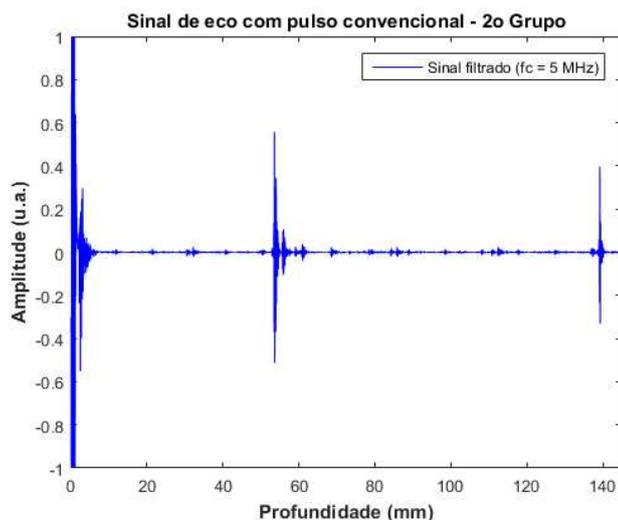
(a)

(b)

Fonte: Autoria própria.

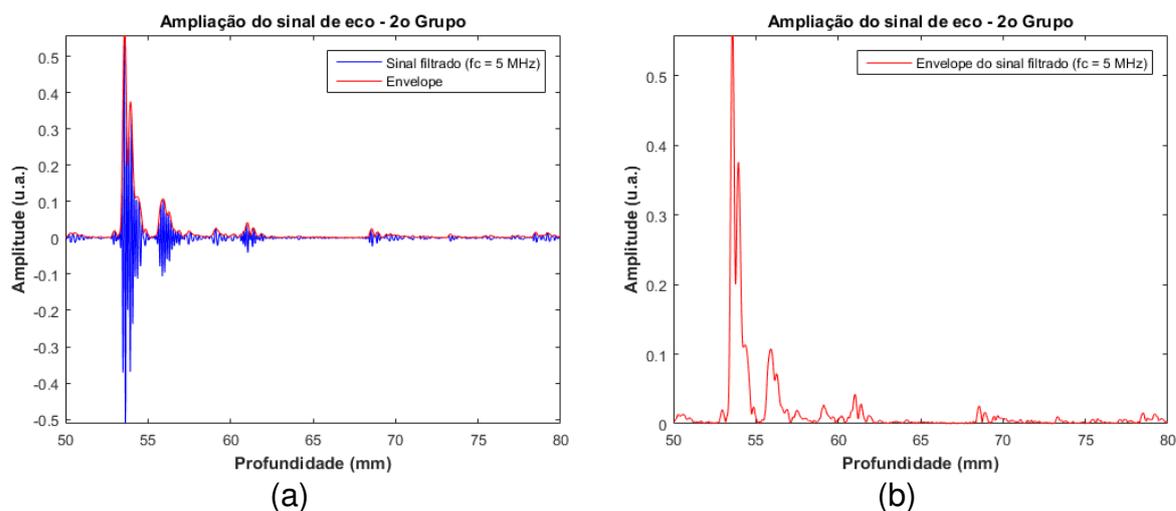
Em seguida, uma excitação convencional (*short pulse*) com frequência central de 5 MHz foi aplicada ao segundo grupo de espalhadores. Os sinais de eco são mostrados na Figura 4-31. Na Figura 4-32 esses sinais de RF são mostrados entre 50 e 80 mm de profundidade bem como seu envelope.

Figura 4-31 – Eco de um pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-32 – Sinal de RF e envelope do eco do pulso convencional com frequência central de 5 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal de RF e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

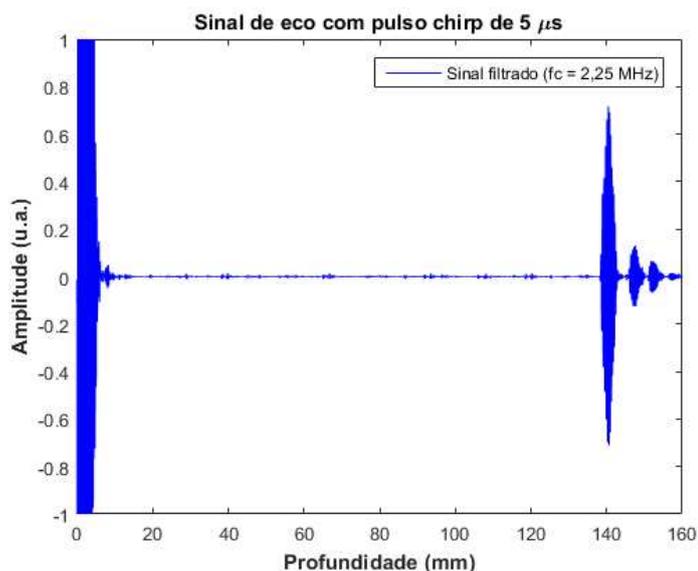
Os sinais mostrados nas figuras desta seção comprovam que, devido à maior atenuação dos sinais de 5 MHz, a visualização e identificação dos alvos dos dois grupos é comprometida, principalmente como verificado no segundo grupo.

4.2.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA OBTER A RESPOSTA IMPULSIVA DE UM PULSO *CHIRP*

Conforme descrito anteriormente, para a obtenção da resposta impulsiva foi utilizado um sinal de eco refletido da base do *phantom*, composta de material acrílico. Infelizmente, não havia uma base metálica para melhorar a captação do eco do sinal ultrassônico emitido pelo transdutor, como seria desejável. Assim, foi utilizado o eco da base do *phantom* exposto.

A Figura 4-33 mostra a resposta impulsiva utilizando um transdutor monoelemento de 2,25 MHz, de um pulso *chirp* de duração de 5 μ s com *tapering* de 25%. Após a excitação, a variação do sinal próximo da profundidade de 140 mm representa o eco do fundo do *phantom*. Esse eco é selecionado e usado como a resposta impulsiva do transdutor para este tipo de excitação.

Figura 4-33 – Resposta impulsiva de uma excitação com pulso *chirp* de duração de 5 μ s com *tapering* de 25% aplicada no transdutor monoelemento de 2,25 MHz. Na profundidade de 0 mm inicia-se o pulso excitatório e o primeiro eco (próximo de 140 mm) é a resposta impulsiva do transdutor para este tipo de excitação.

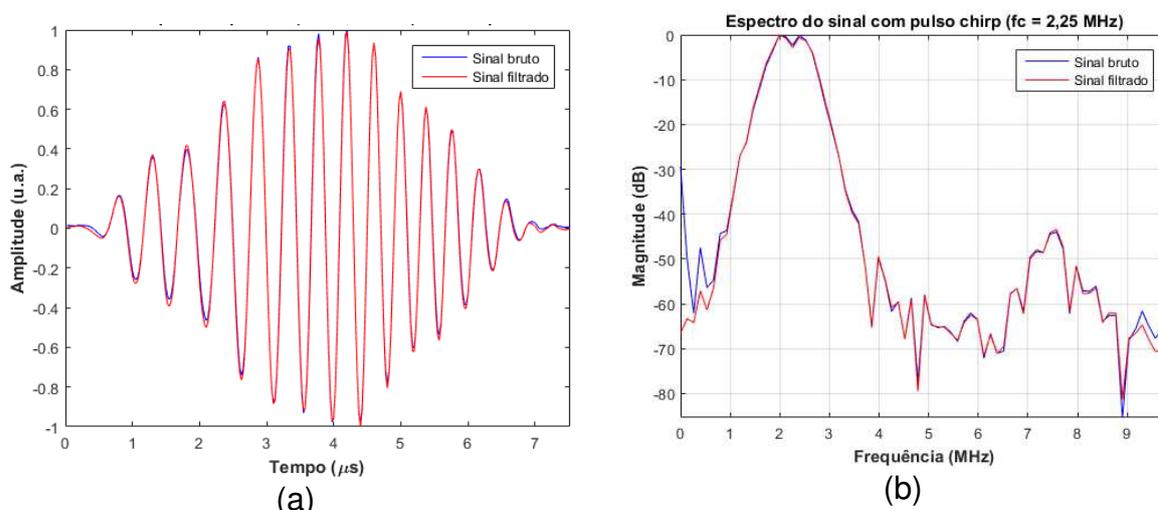


Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-34 são apresentadas a resposta impulsiva selecionada e o espectro de frequência do sinal sem e com a aplicação do filtro passa-faixa, respectivamente, indicando que o processamento do filtro utilizado não altera as características do sinal de RF.

Figura 4-34 – Resposta impulsiva e seu espectro de frequência utilizando um transdutor monoelemento de 2,25 MHz e excitação *chirp* de 5 μ s e *tapering* de 25%.

(a) Resposta impulsiva e (b) comparação entre os espectros de frequência referentes aos sinais bruto e após a aplicação do filtro passa-faixa.



Fonte: Autoria própria.

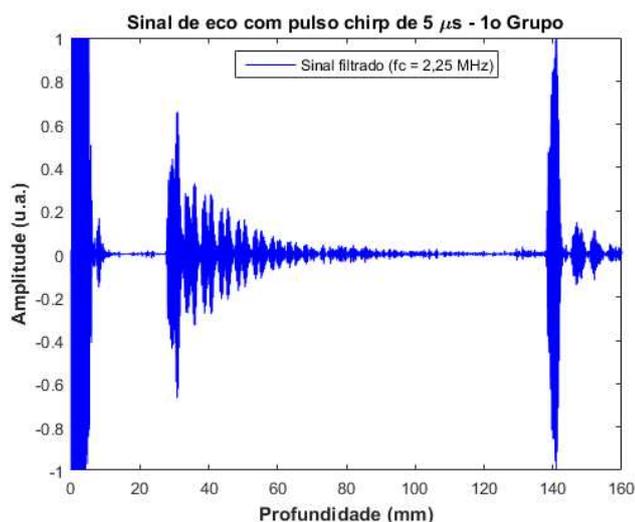
As respostas impulsivas dos pulsos de excitação *chirp* para os transdutores de 2,25 MHz e 5 MHz com pulsos durações de 5 μ s, 10 μ s e 20 μ s foram obtidas de maneira similar. Essas respostas impulsivas são, posteriormente, utilizadas para realizar a convolução dos sinais de eco com os filtros casado e descasado dos respectivos sinais dos dois grupos de espalhadores do *phantom*.

4.2.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO *CHIRP* DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHz \pm 1 MHz

Neste experimento foi aplicado um pulso *chirp* de 5 μ s e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz com *tapering* de 25% no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

Na Figura 4-35 é mostrado o eco do pulso aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

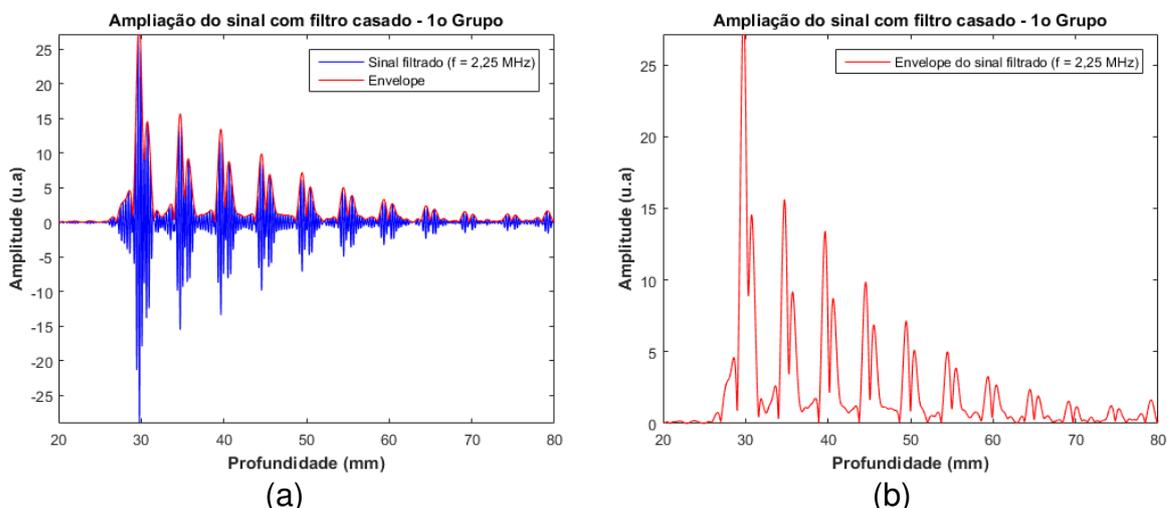
Figura 4-35 – Eco do pulso *chirp* de $5 \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $2,25 \text{ MHz} \pm 1 \text{ MHz}$ aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

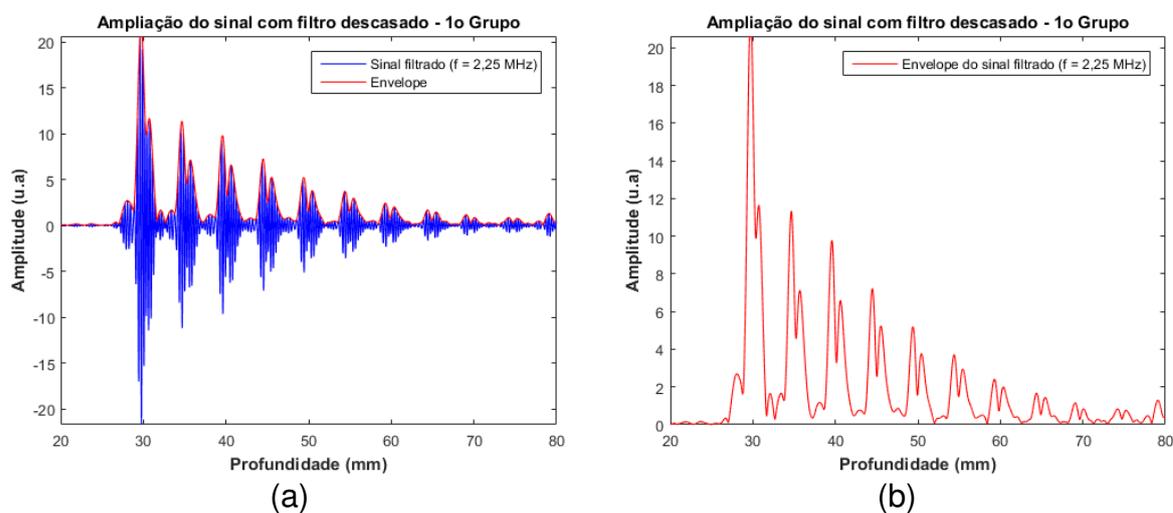
A Figura 4-36 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. As mesmas avaliações com a aplicação do filtro descasado são mostradas na Figura 4-37.

Figura 4-36 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de $5 \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $2,25 \text{ MHz} \pm 1 \text{ MHz}$ aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

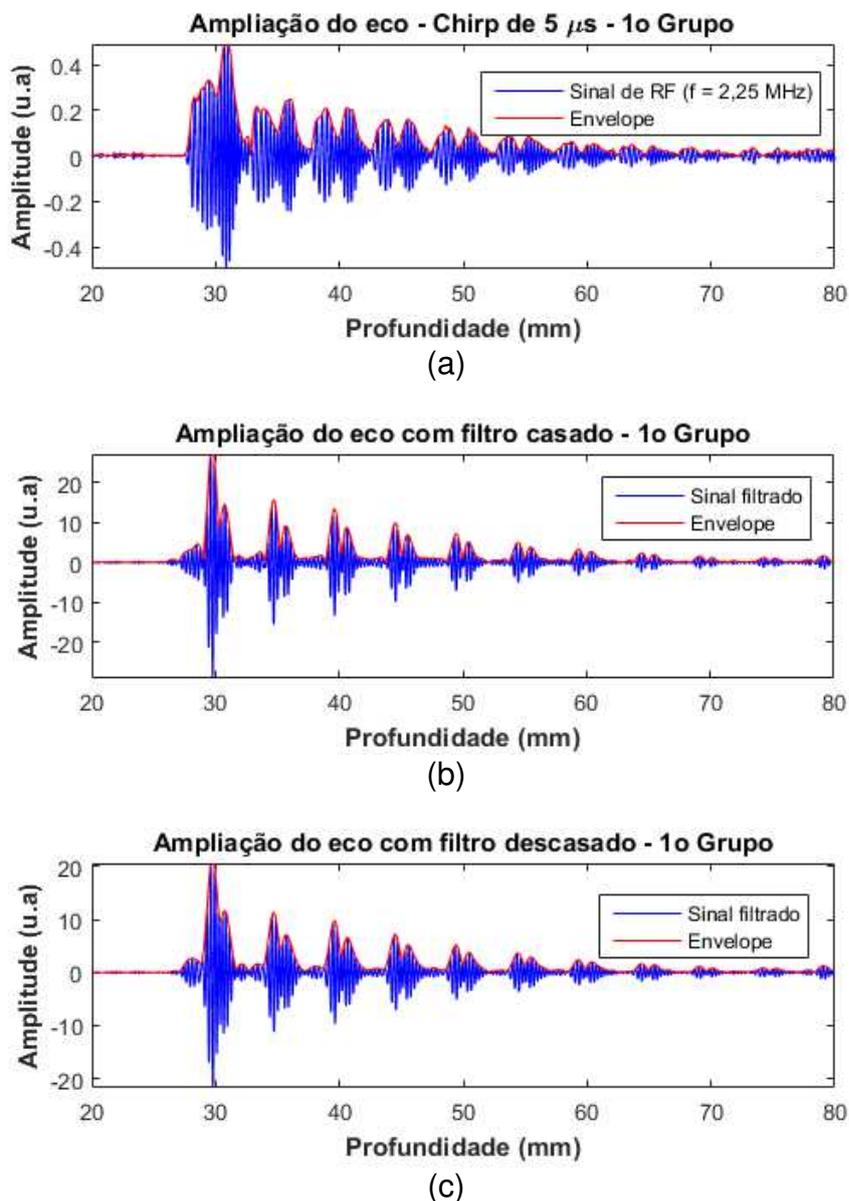
Figura 4-37 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Para melhor compreensão do efeito do processamento, na Figura 4-38 é apresentada a comparação entre os sinais de eco e com a aplicação dos filtros casado e descasado do pulso *chirp* aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

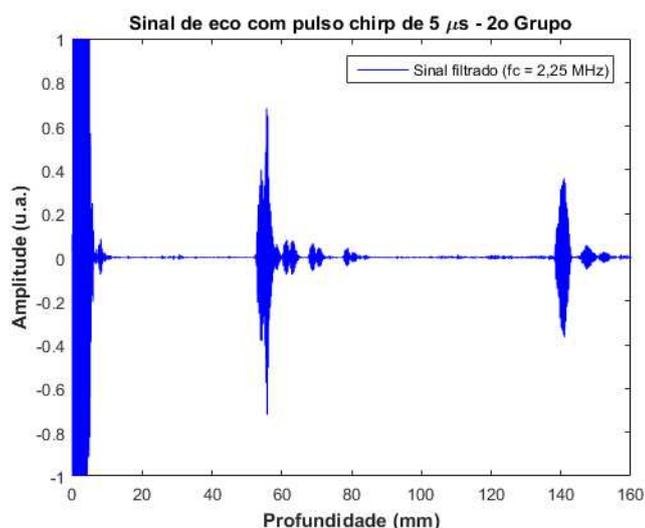
Figura 4-38 – Comparação entre os sinais de eco e seu processamento com filtro casado e filtro descasado do pulso *chirp* de $5\ \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $2,25\ \text{MHz} \pm 1\ \text{MHz}$ aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-39 é mostrado o eco do pulso aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

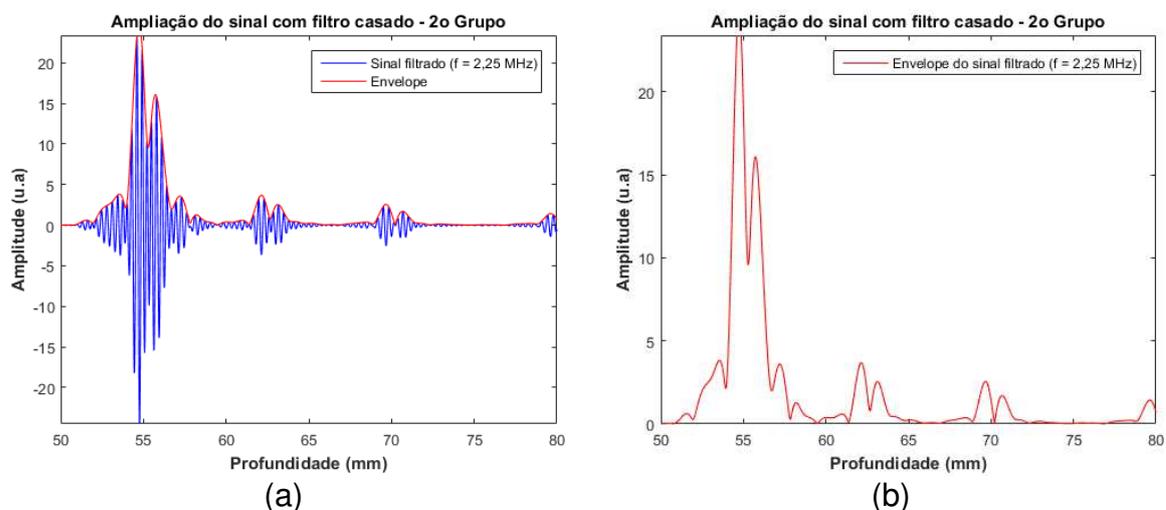
Figura 4-39 – Eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

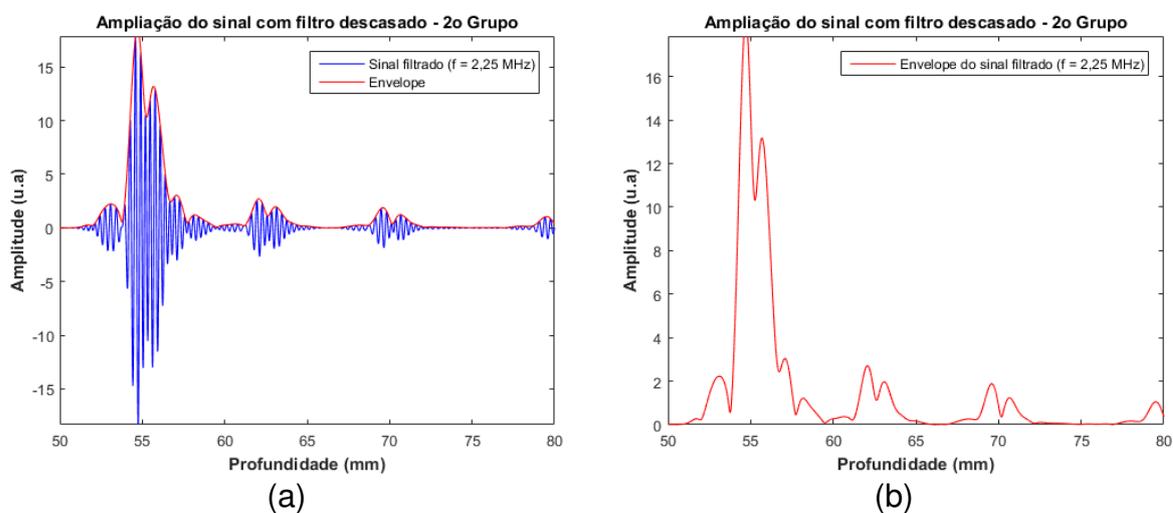
A Figura 4-40 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. As mesmas avaliações com a aplicação do filtro descasado são mostradas na Figura 4-41.

Figura 4-40 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

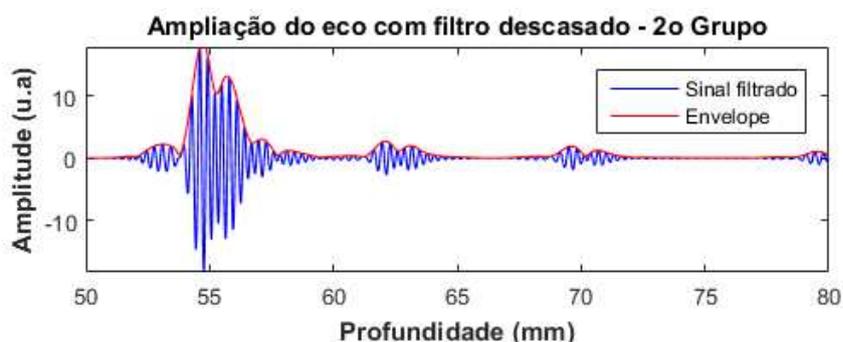
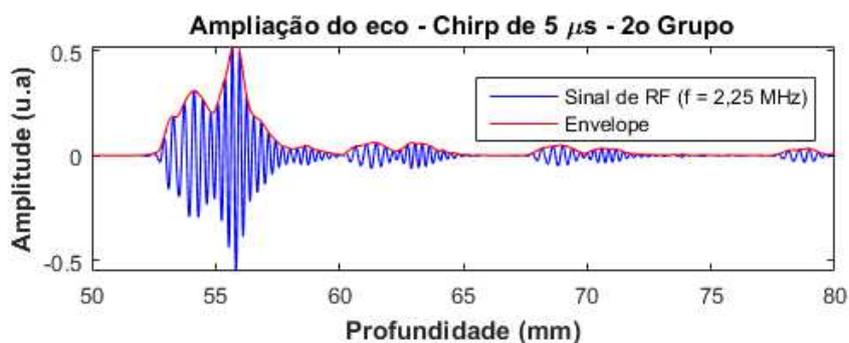
Figura 4-41 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-42 é apresentada a comparação entre os sinais de eco e seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado do pulso *chirp* aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

Figura 4-42 – Comparação entre os sinais de eco e seu processamento com filtro casado e com filtro descasado do pulso *chirp* de $5 \mu\text{s}$ com *tapering* de 25% e frequência de $2,25 \text{ MHz} \pm 1 \text{ MHz}$ aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



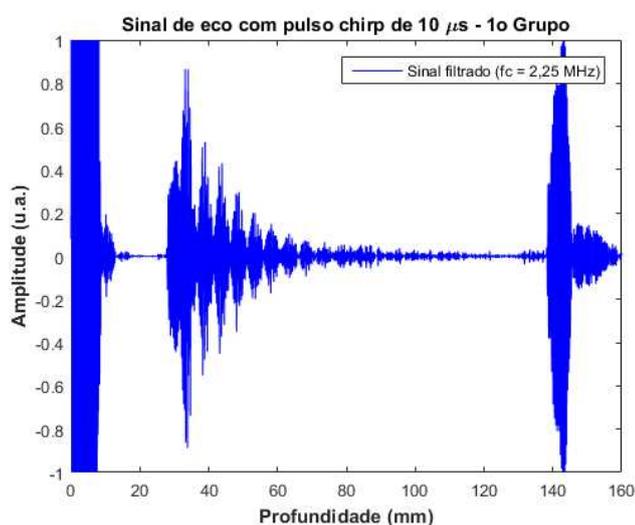
Fonte: Autoria própria.

4.2.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO *CHIRP* DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHz \pm 1 MHz

Os resultados desta seção foram obtidos com a aplicação de um pulso *chirp* de 10 μ s com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e *tapering* de 25% no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

Na Figura 4-43 é mostrado o eco do pulso aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

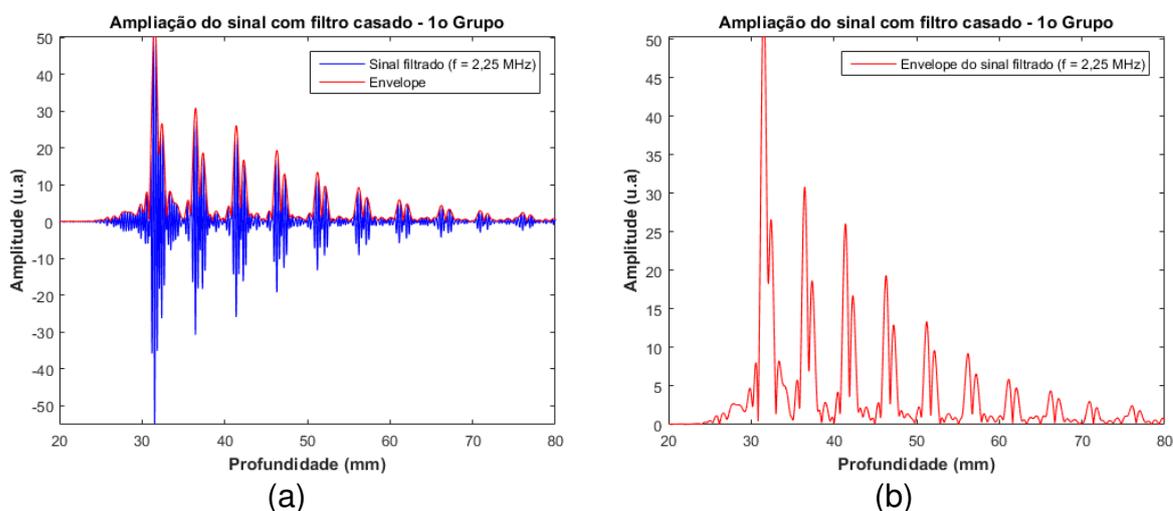
Figura 4-43 – Eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

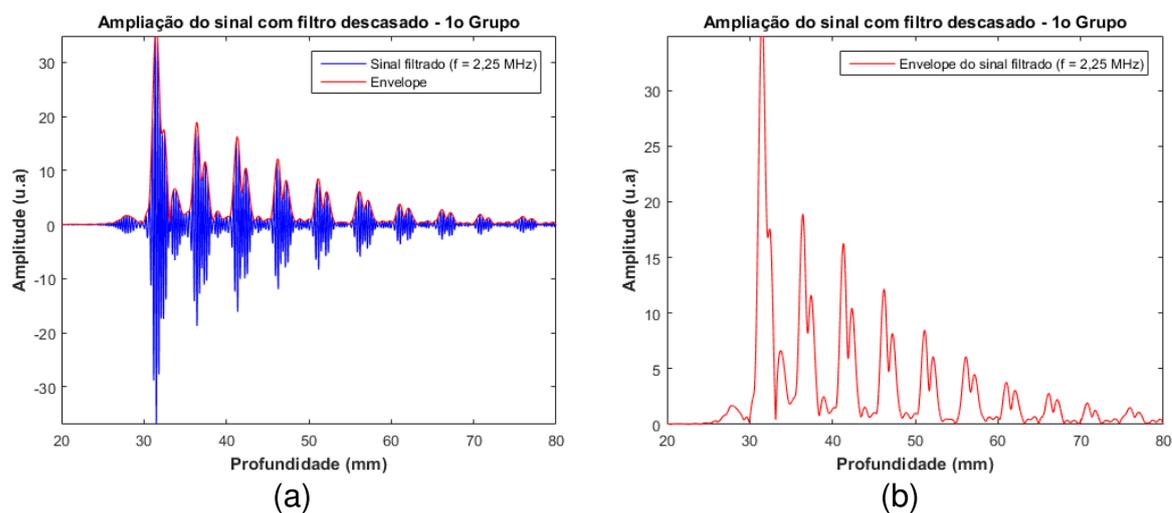
A Figura 4-44 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. As mesmas avaliações com a aplicação do filtro descasado são mostradas na Figura 4-45.

Figura 4-44 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

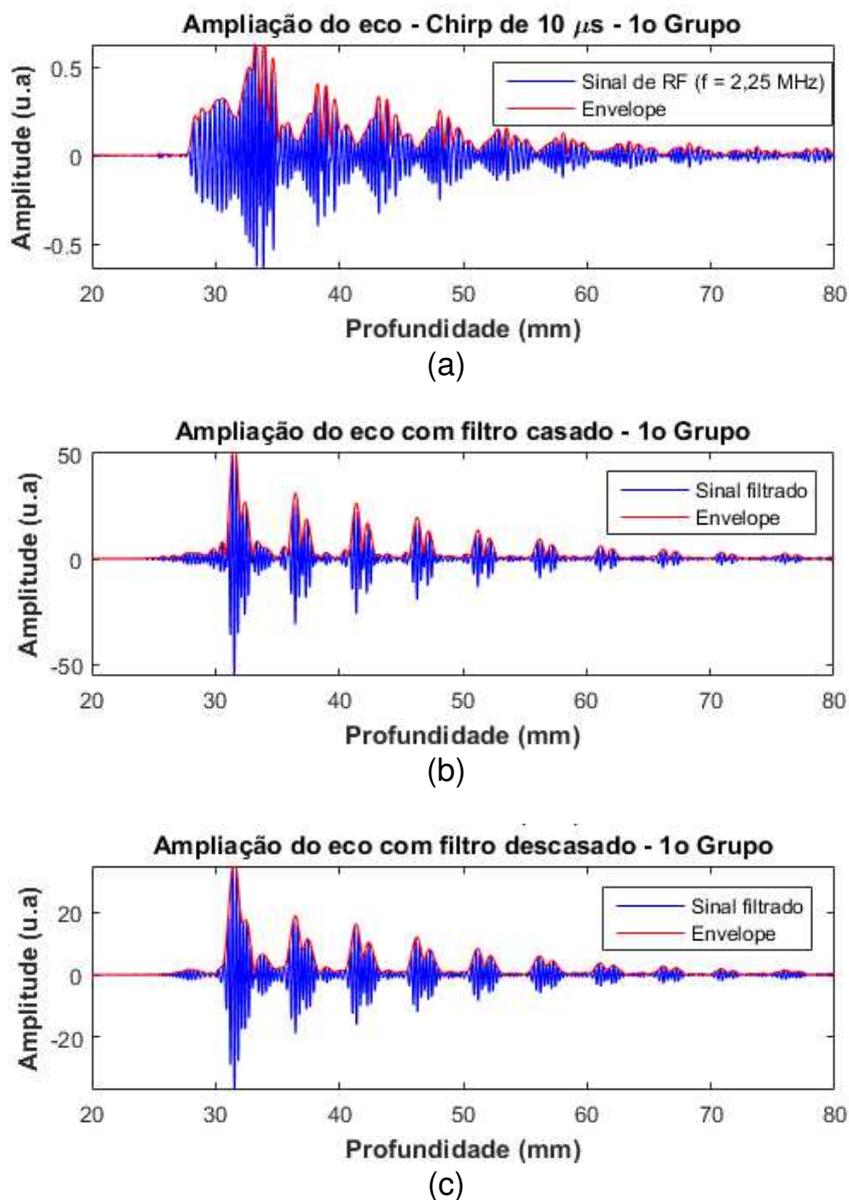
Figura 4-45 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-46 é apresentada a comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* e seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado.

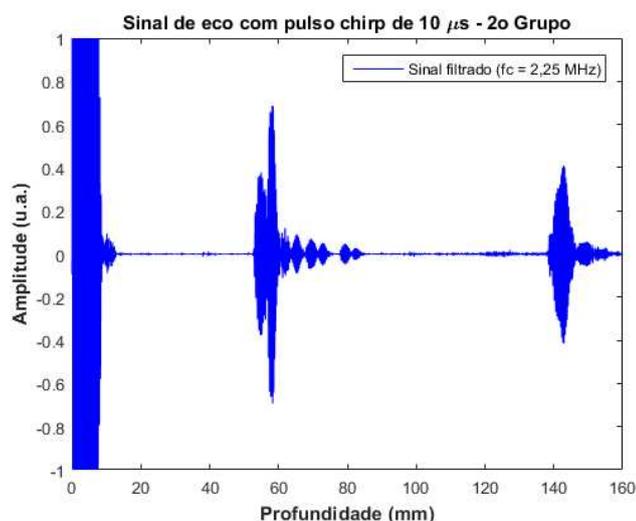
Figura 4-46 – Comparação entre os sinais de eco e seu processamento com filtro casado e filtro descasado do pulso *chirp* de 10 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-47 é mostrado o eco do pulso aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

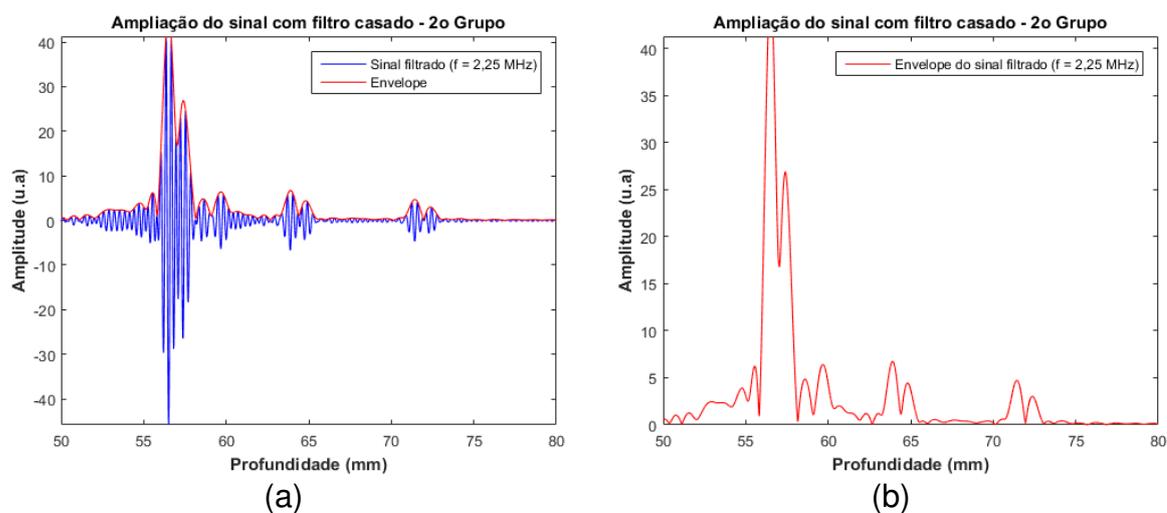
Figura 4-47 – Eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

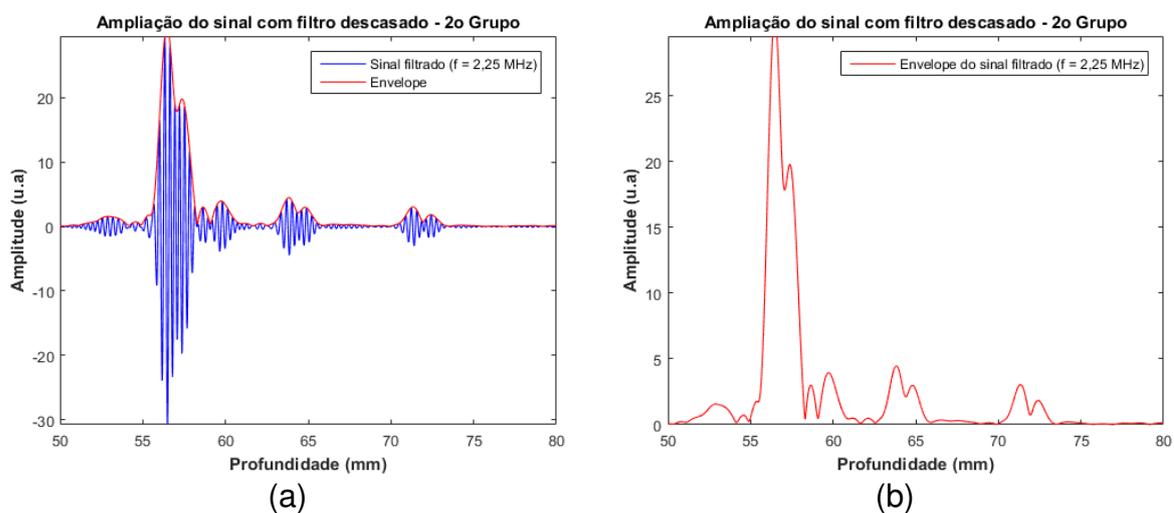
A Figura 4-48 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. O mesmo procedimento para a aplicação do filtro descasado é mostrado na Figura 4-49.

Figura 4-48 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

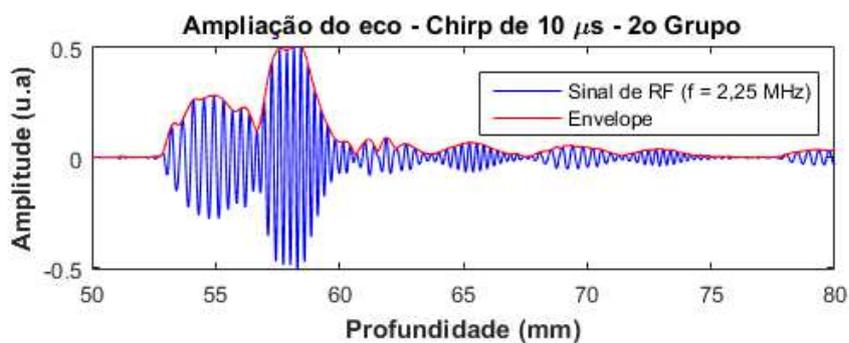
Figura 4-49 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



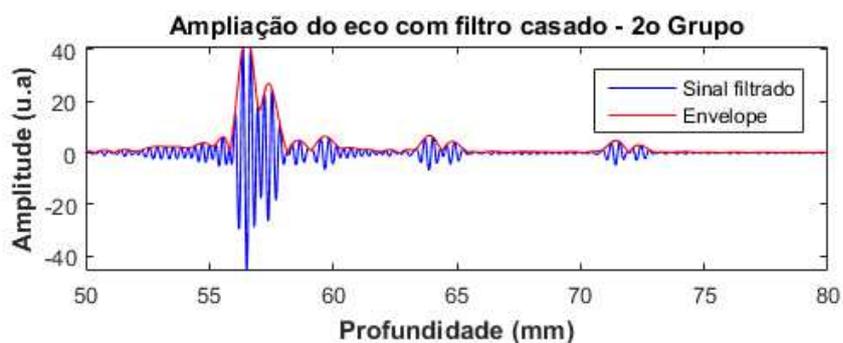
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-50 é apresentada a comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* e seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado.

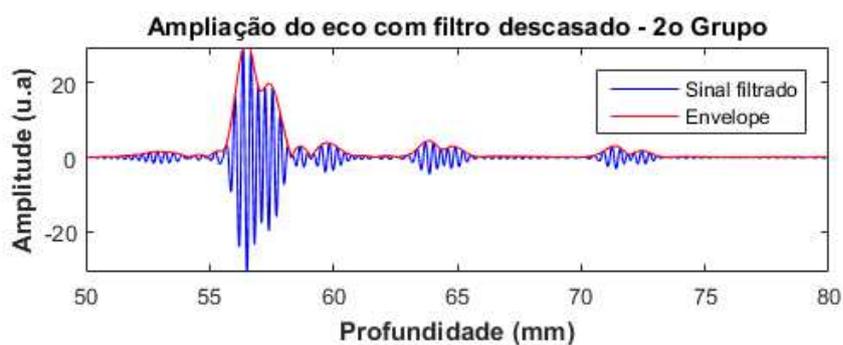
Figura 4-50 – Comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* de 10 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* e seu processamento com filtro casado e filtro descasado.
(a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



(a)



(b)



(c)

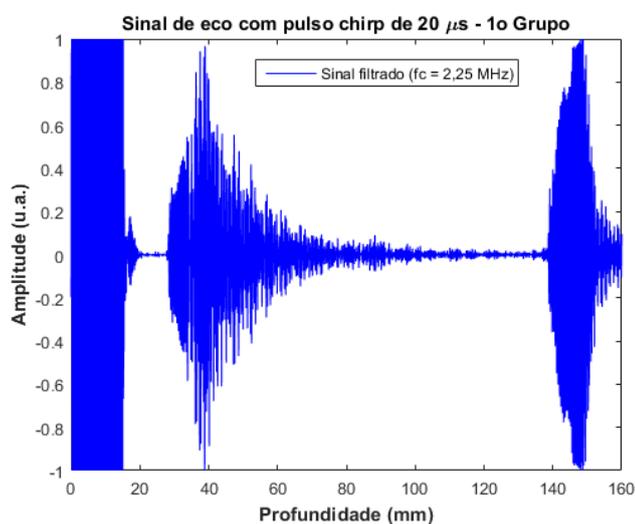
Fonte: Autoria própria.

4.2.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO *CHIRP* DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 2,25 MHz \pm 1 MHz

Os resultados desta seção foram obtidos com a aplicação de um pulso *chirp* de 20 μ s com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e *tapering* de 25% no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

Na Figura 4-51 é mostrado o eco do pulso aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

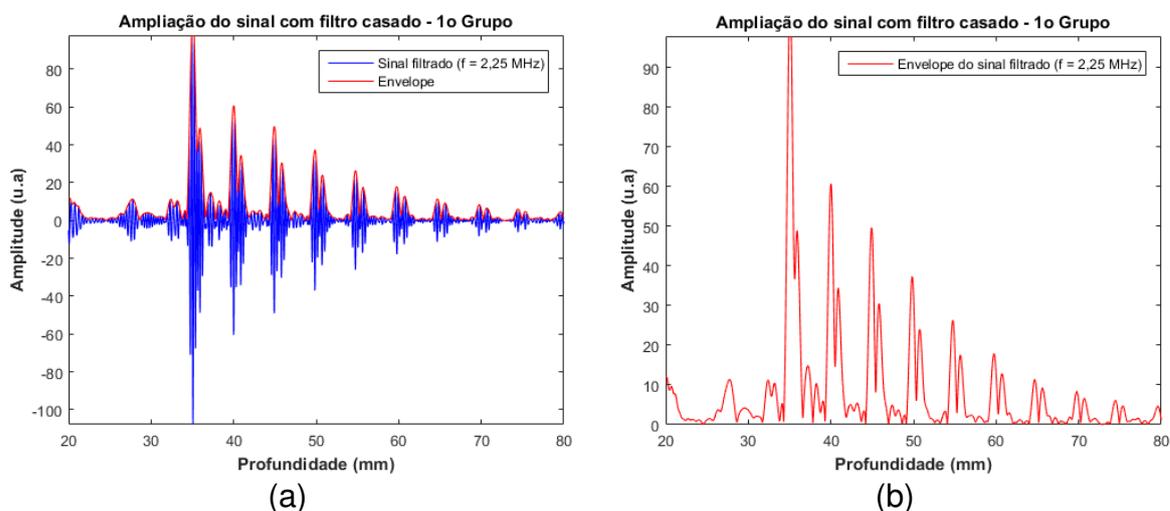
Figura 4-51 – Eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

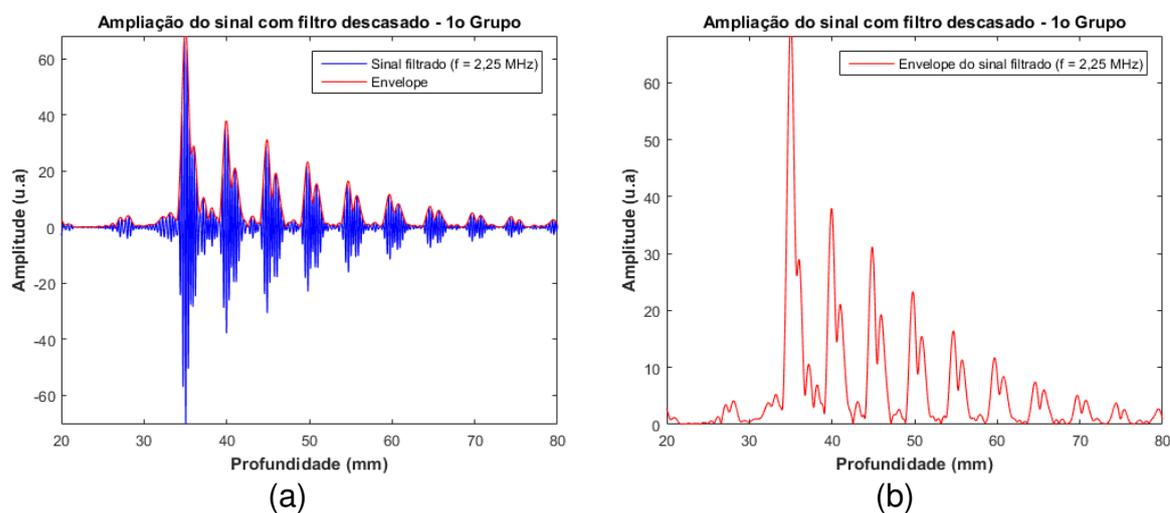
A Figura 4-52 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. Resultados semelhantes obtidos com a aplicação do filtro descasado são mostrados na Figura 4-53.

Figura 4-52 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

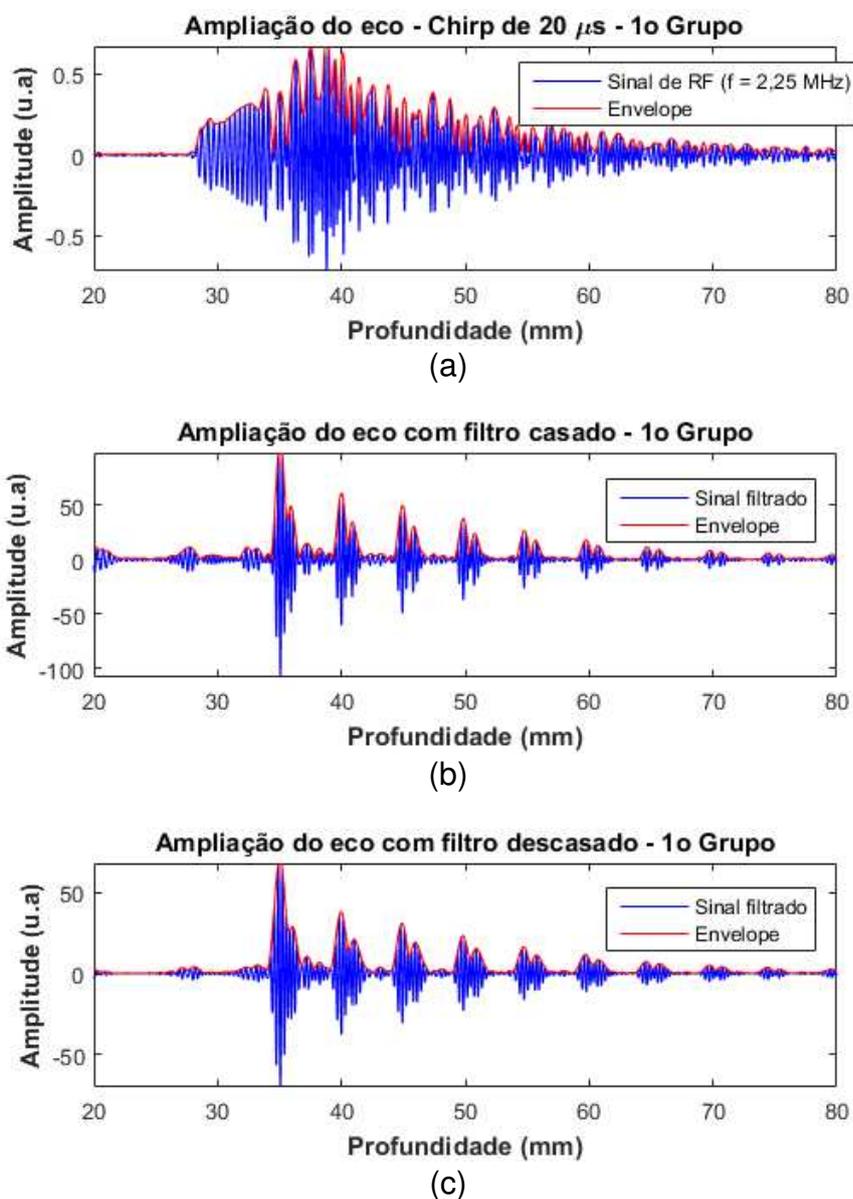
Figura 4-53 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-54 é apresentada a comparação entre os sinais de eco e seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado do pulso *chirp* aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

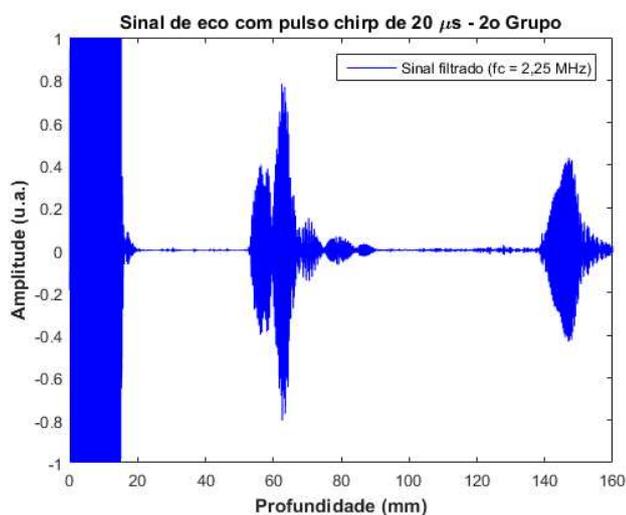
Figura 4-54 – Comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* e de seu processamento do filtro casado e do filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-55 é mostrado o eco do pulso aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

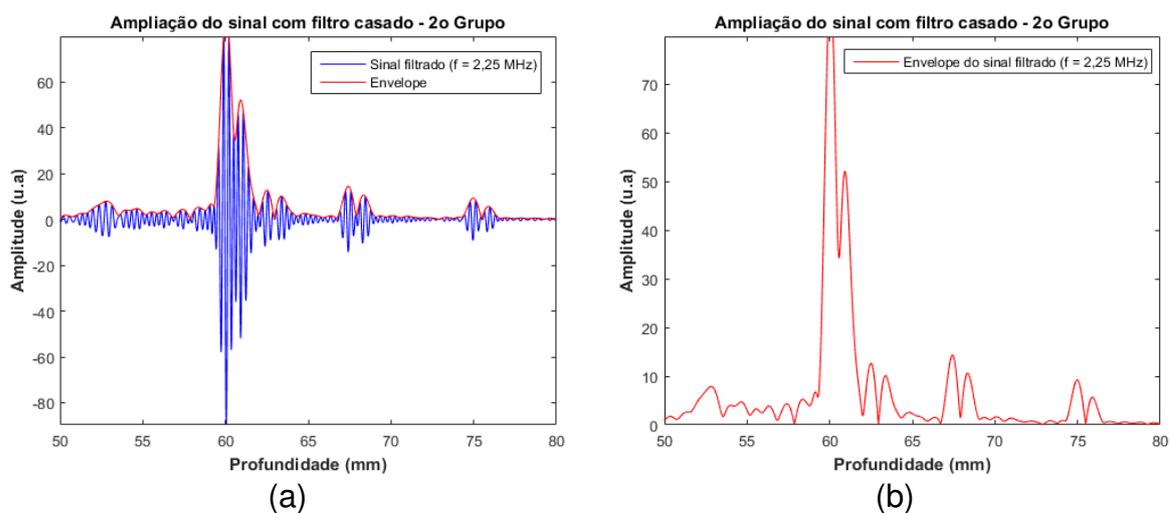
Figura 4-55 – Eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

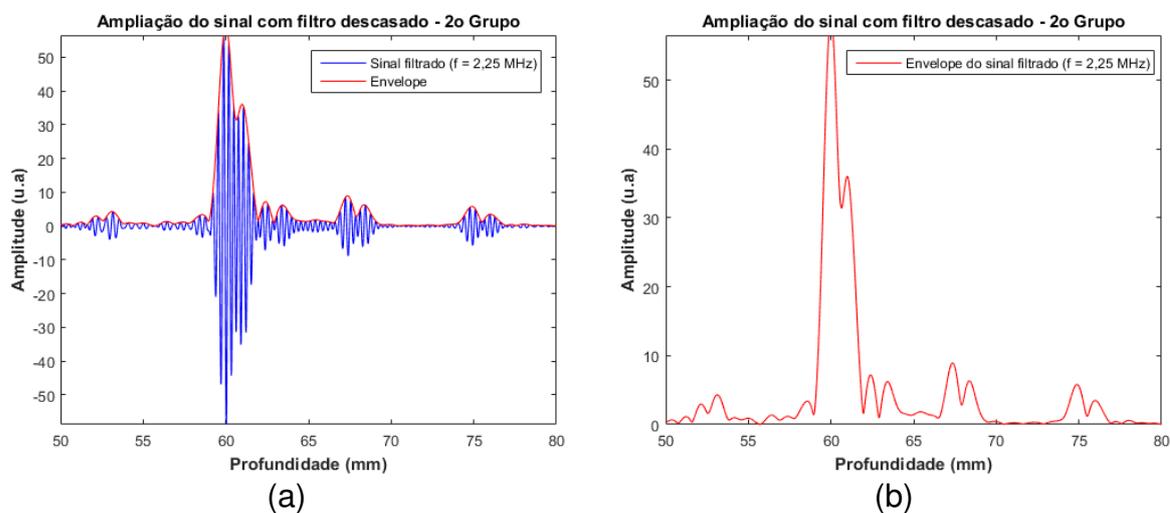
A Figura 4-56 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. Resultados semelhantes obtidos com a aplicação do filtro descasado são mostrados na Figura 4-57.

Figura 4-56 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

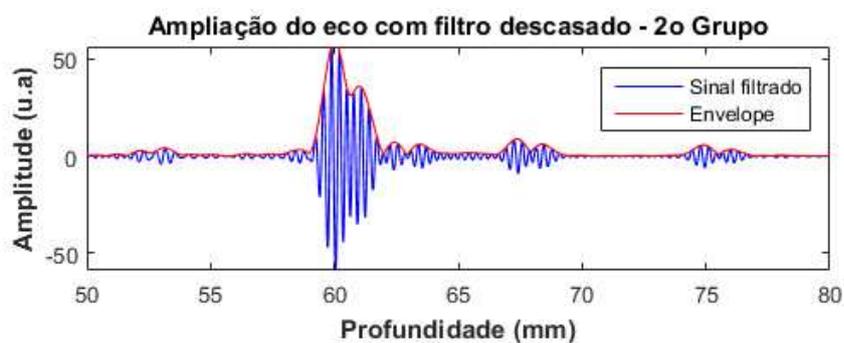
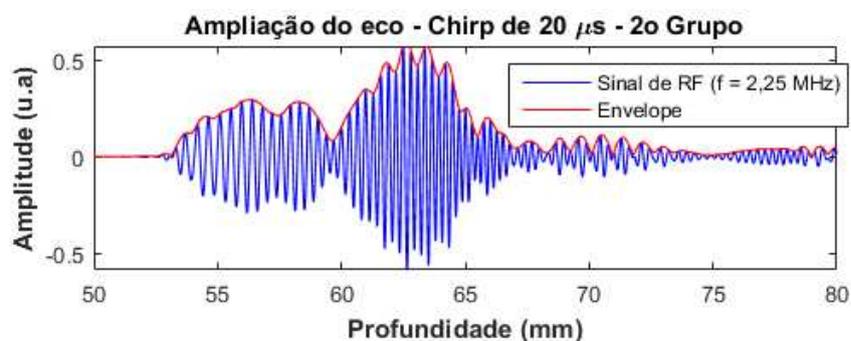
Figura 4-57 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-58 é apresentada a comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* e de seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado.

Figura 4-58 – Comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* com os sinais de seu processamento do filtro casado e do filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



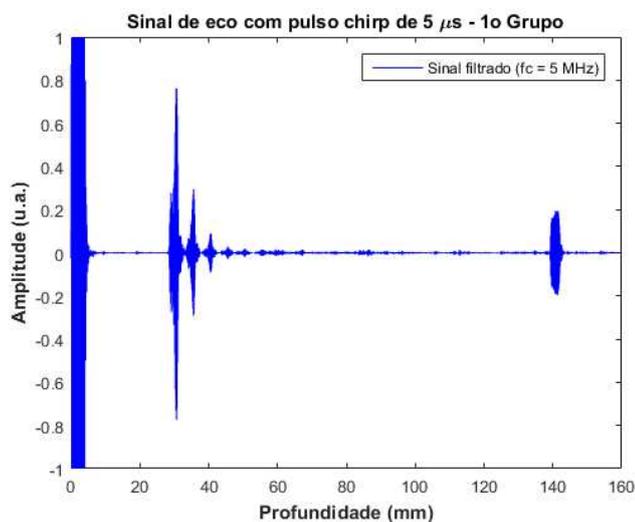
Fonte: Autoria própria.

4.2.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO *CHIRP* DE 5 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHz \pm 2 MHz

Os resultados desta seção foram obtidos com a aplicação de um pulso *chirp* de 5 μ s com frequência de 5 MHz \pm 2 MHz e *tapering* de 25% no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

Na Figura 4-59 é mostrado o eco do pulso aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

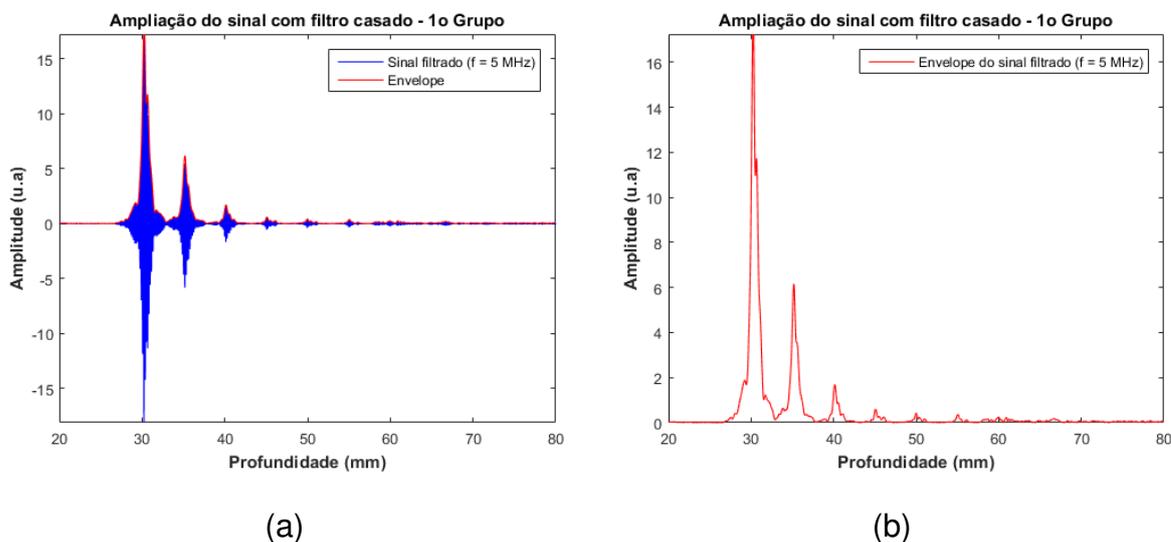
Figura 4-59 – Eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

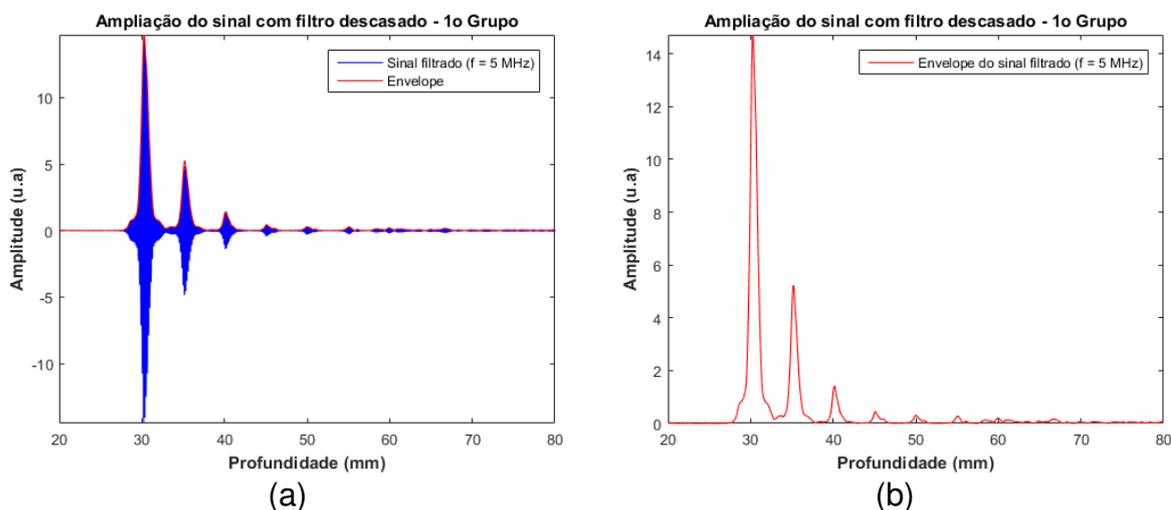
A Figura 4-60 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. Resultados semelhantes obtidos com a aplicação do filtro descasado são mostrados na Figura 4-61.

Figura 4-60 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

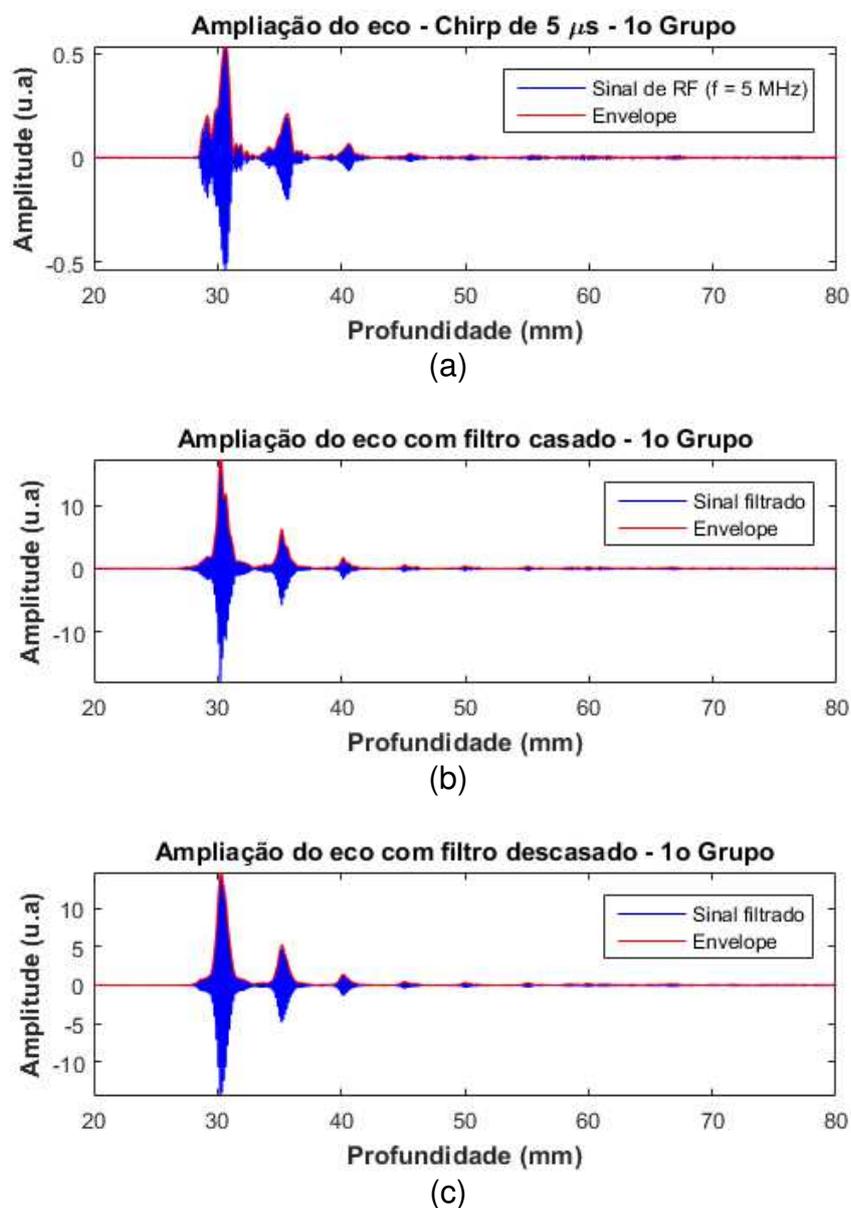
Figura 4-61 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-62 é apresentada a comparação entre os sinais de eco e os processamentos com a aplicação dos filtros casado e descasado do pulso *chirp* aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

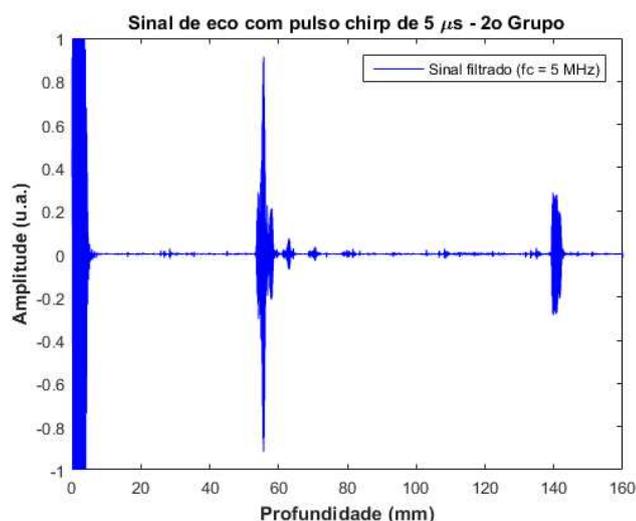
Figura 4-62 – Comparação entre os sinais de eco e com processamento do filtro casado e do filtro descasado do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-63 é mostrado o eco do pulso aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

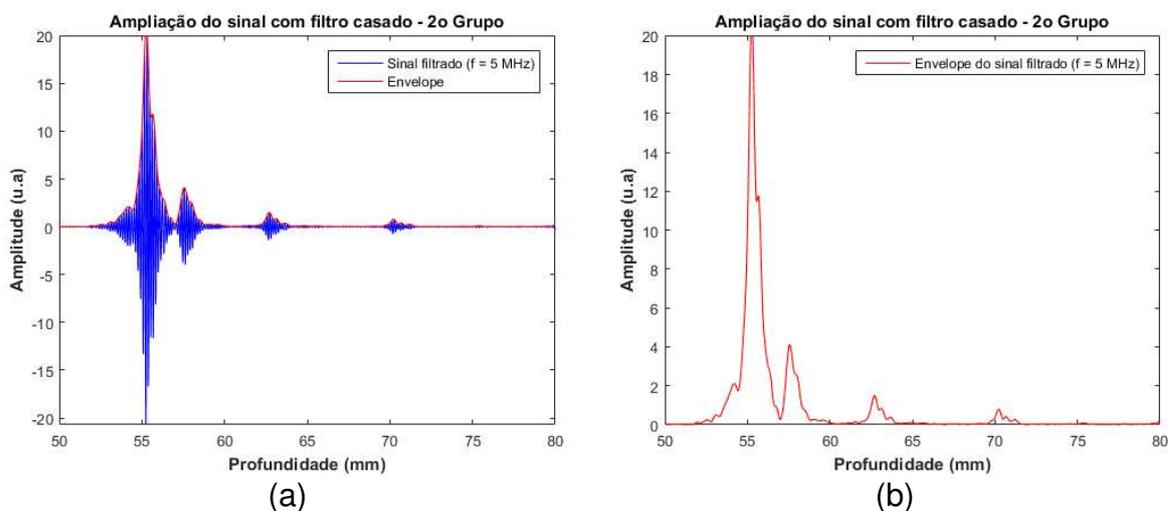
Figura 4-63 – Eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

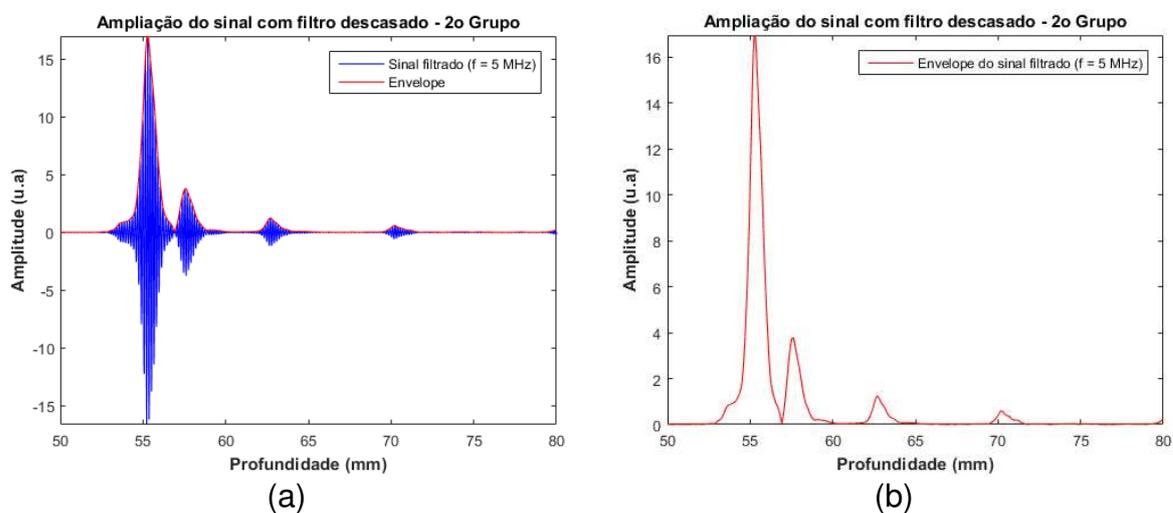
A Figura 4-64 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. Os resultados da aplicação do filtro descasado ao sinal de eco são mostrados na Figura 4-65.

Figura 4-64 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

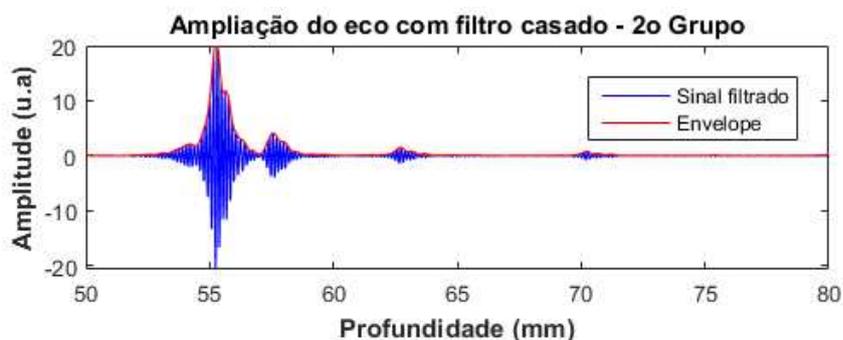
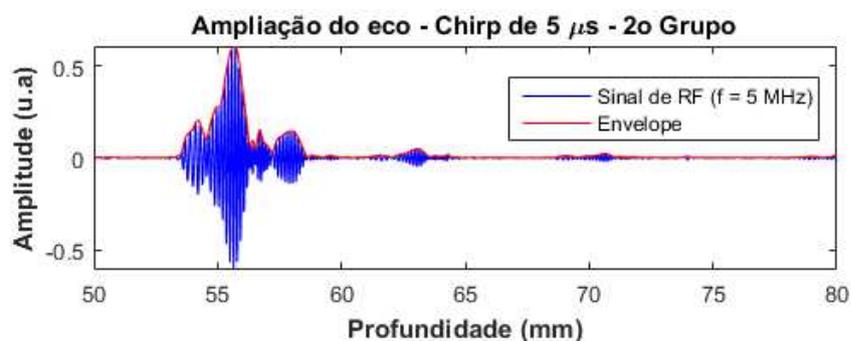
Figura 4-65 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-66 é apresentada a comparação entre os sinais de eco e os processamentos com a aplicação dos filtros casado e descasado do pulso *chirp* aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

Figura 4-66 – Comparação entre os sinais de eco e com processamento do filtro casado e do filtro descasado do pulso *chirp* de 5 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



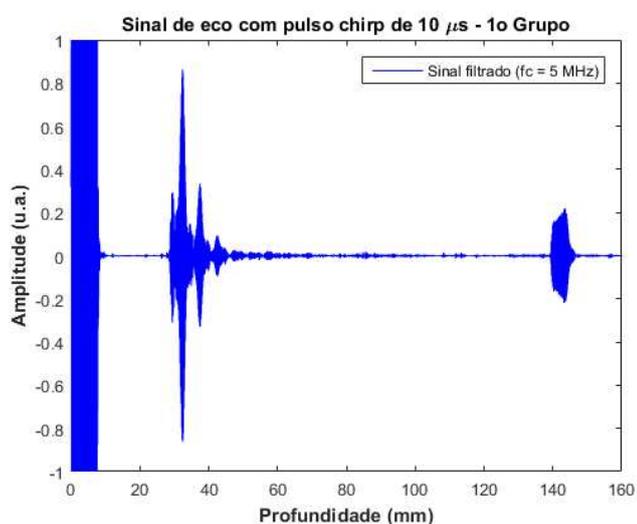
Fonte: Autoria própria.

4.2.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO *CHIRP* DE 10 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHz \pm 2 MHz

Os resultados desta seção foram obtidos com a aplicação de um pulso *chirp* de 10 μ s com frequência de 5 MHz \pm 2 MHz e *tapering* de 25% no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

Na Figura 4-67 é mostrado o eco do pulso aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

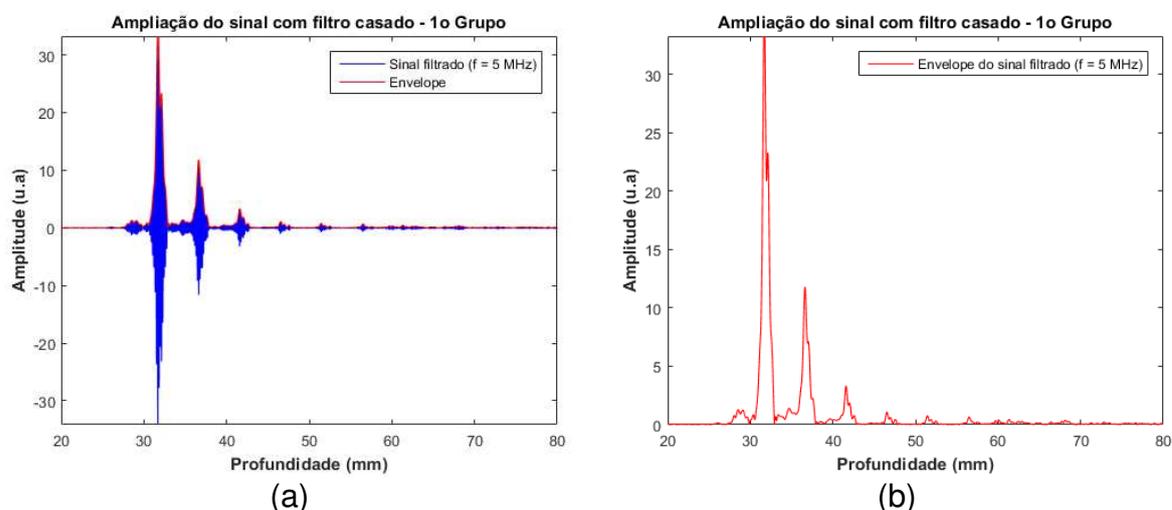
Figura 4-67 – Eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

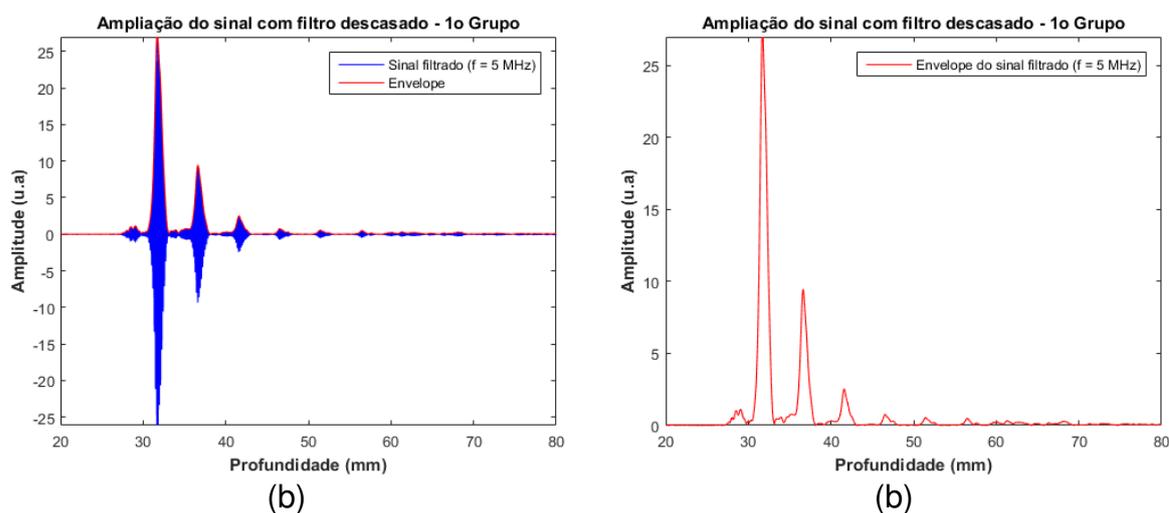
A Figura 4-68 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. O resultado com a aplicação do filtro descasado é mostrado na Figura 4-69.

Figura 4-68 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

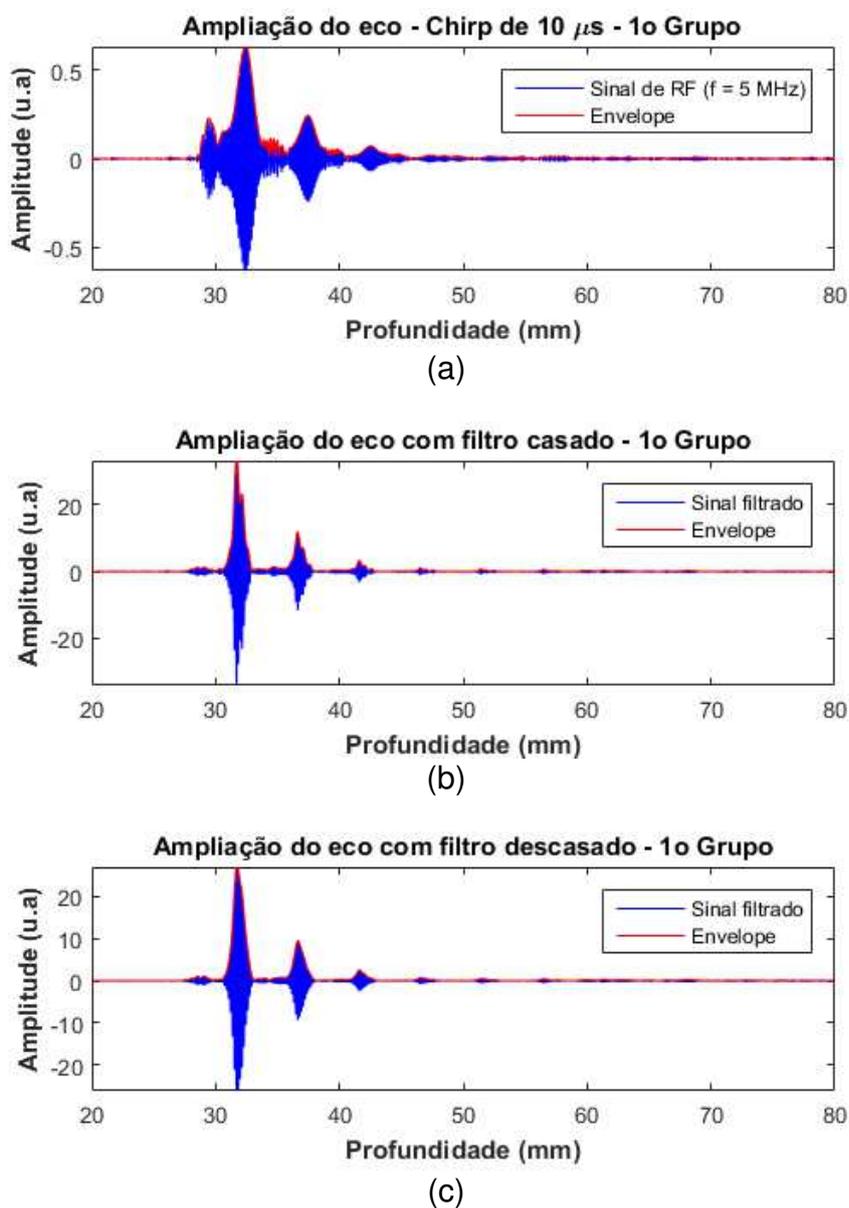
Figura 4-69 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-70 é apresentada a comparação o sinal de eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* com os sinais após seu processamento com filtro casado e com filtro descasado.

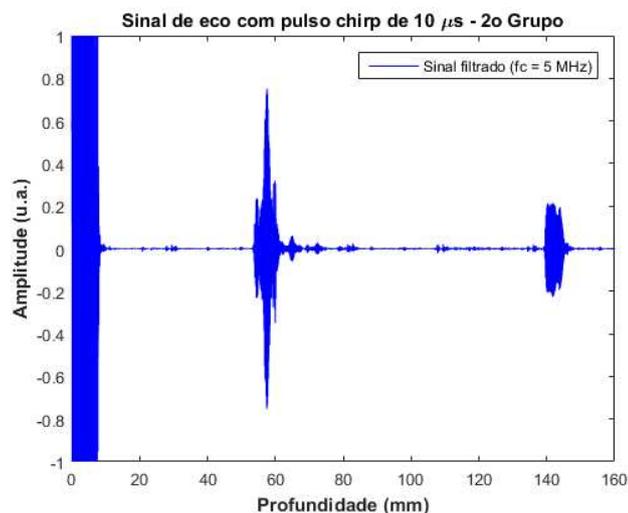
Figura 4-70 – Comparação entre o sinal de eco do pulso *chirp* de 10 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* com os sinais após seu processamento com filtro casado e com filtro descasado. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-71 é mostrado o eco do pulso aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

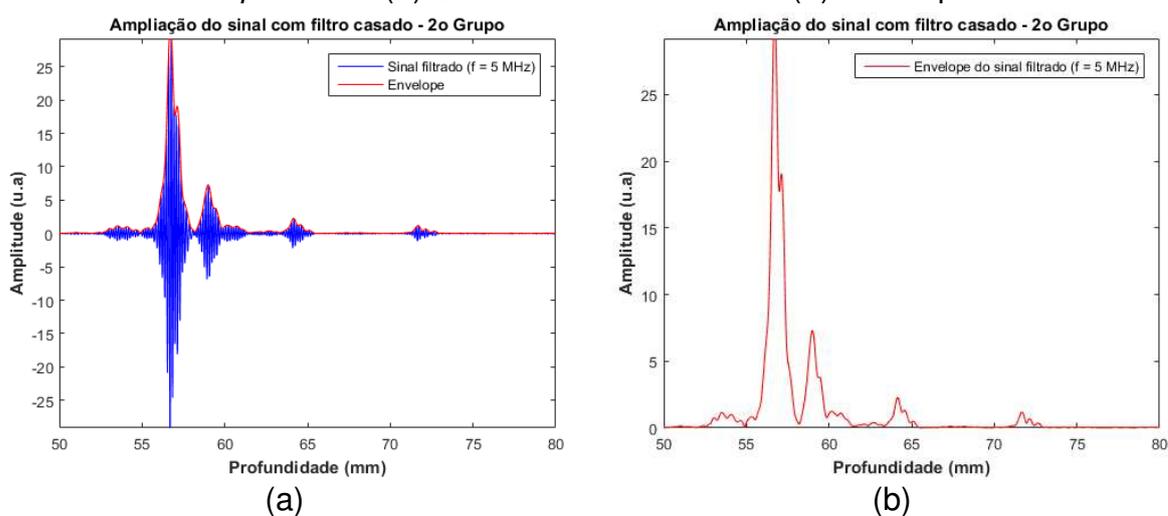
Figura 4-71 – Eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

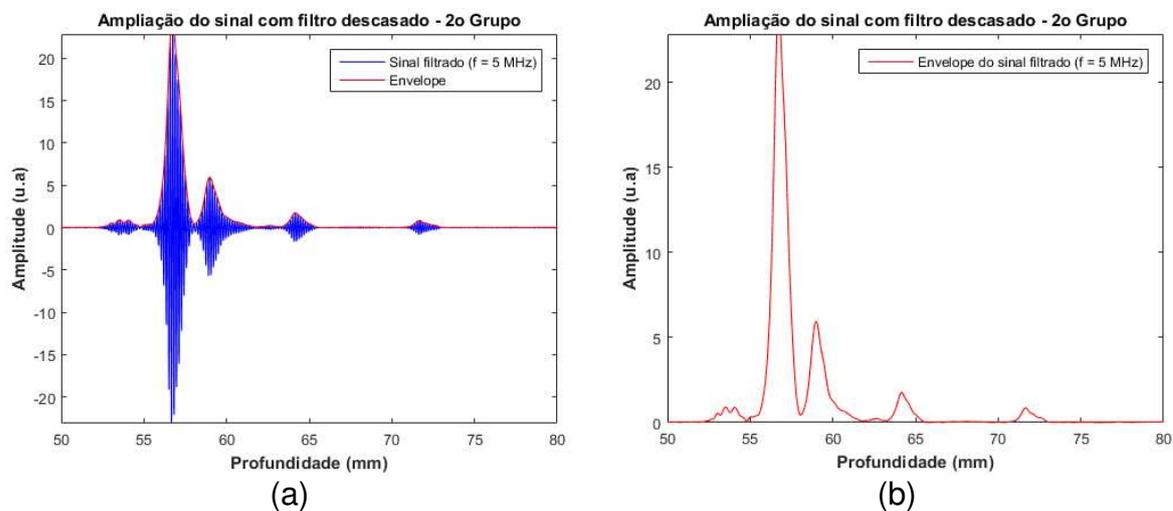
A Figura 4-72 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. O resultado da aplicação do filtro descasado é mostrado na Figura 4-73.

Figura 4-72 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

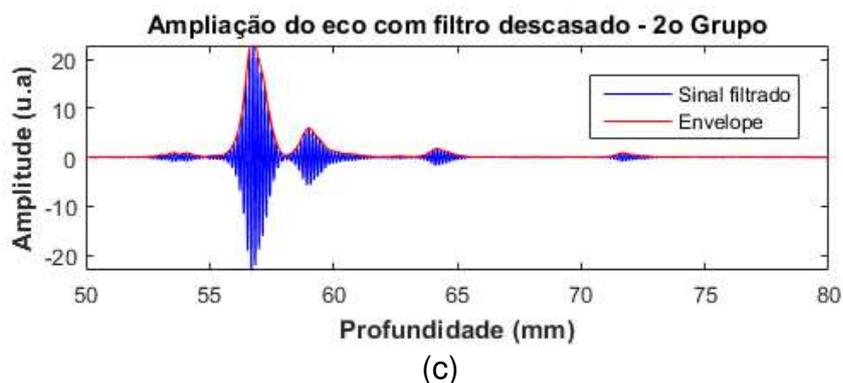
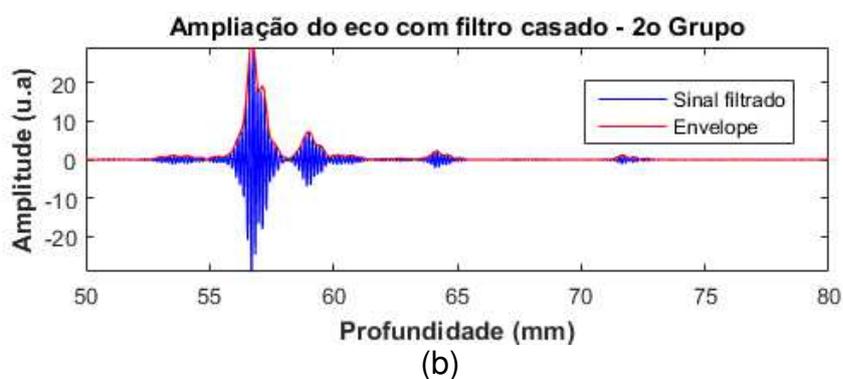
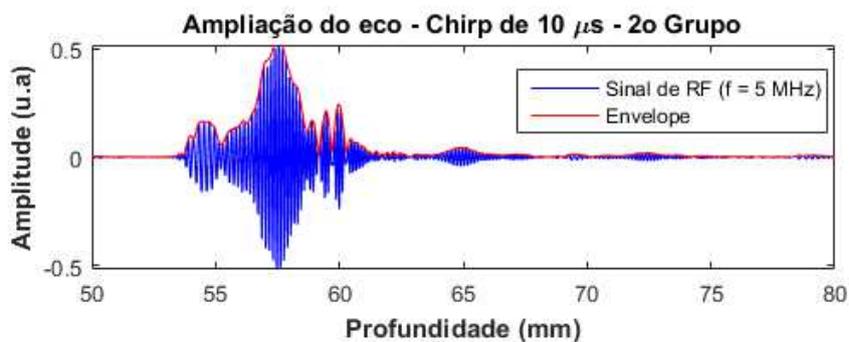
Figura 4-73 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 10 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-74 é apresentada a comparação entre o sinal de eco do pulso *chirp* aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* com o sinal após seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado

Figura 4-74 – Comparação entre o sinal de eco do pulso *chirp* de 10 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* com os sinais após processamento com filtro casado e com filtro descasado. (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



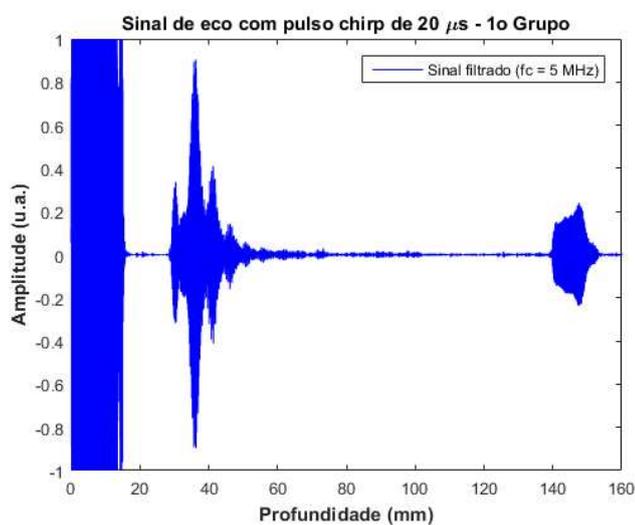
Fonte: Autoria própria.

4.2.9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM PULSO *CHIRP* DE 20 μ S E FREQUÊNCIA DE 5 MHz \pm 2 MHz

Os resultados desta seção foram obtidos com a aplicação de um pulso *chirp* de 20 μ s com frequência de de 5 MHz \pm 2 MHz e *tapering* de 25% no primeiro e segundo grupos de espalhadores do *phantom*.

Na Figura 4-75 é mostrado o eco do pulso aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.

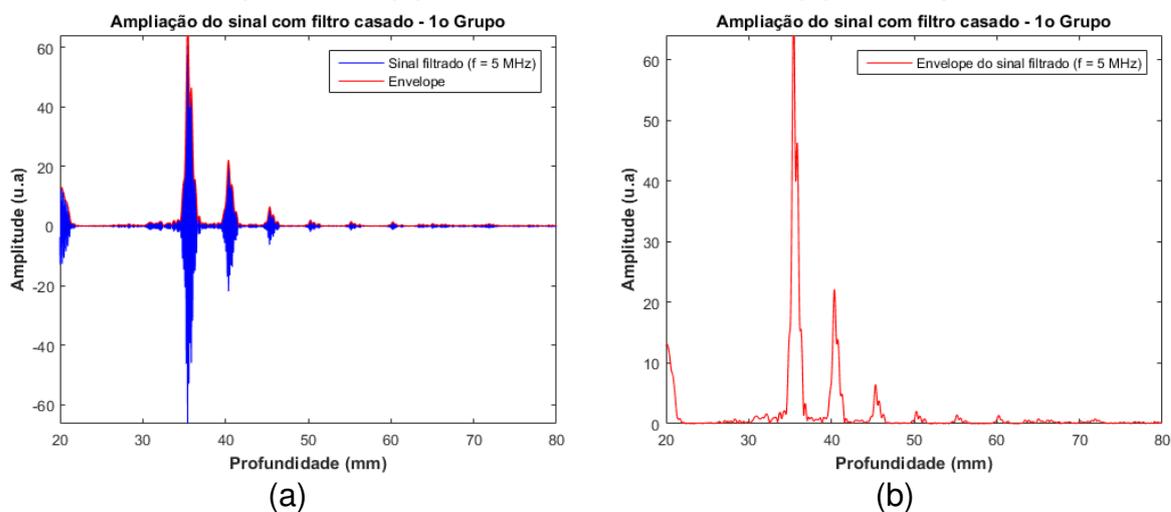
Figura 4-75 – Eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

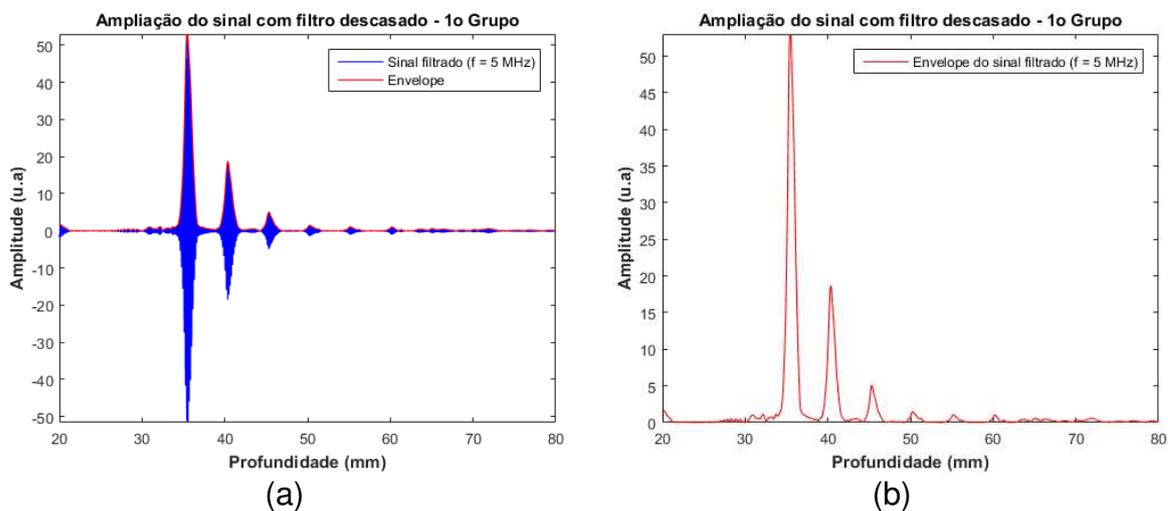
A Figura 4-76 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. O resultado com a aplicação do filtro descasado é mostrado na Figura 4-77.

Figura 4-76 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

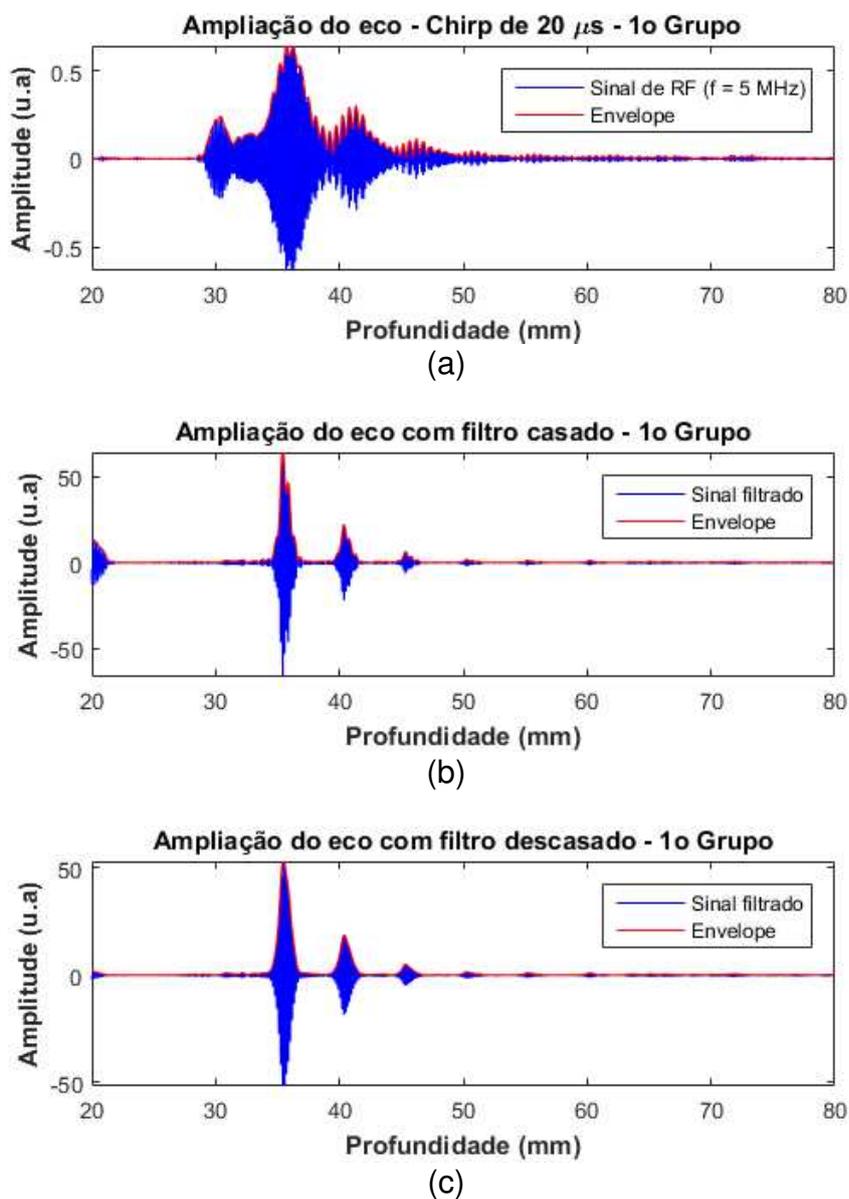
Figura 4-77 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-78 é apresentada a comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* com os sinais após seu processamento com a aplicação dos filtros casado e descasado.

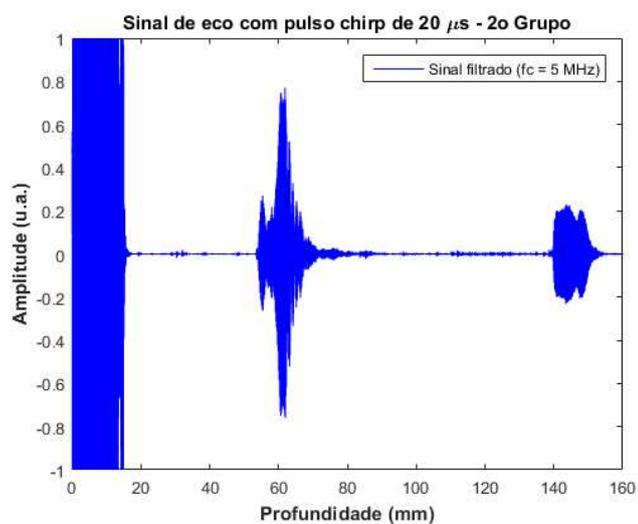
Figura 4-78 – Comparação entre os sinais de eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no primeiro grupo de espalhadores do *phantom* com os de seu processamento com filtro casado e com filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-79 é mostrado o eco do pulso aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.

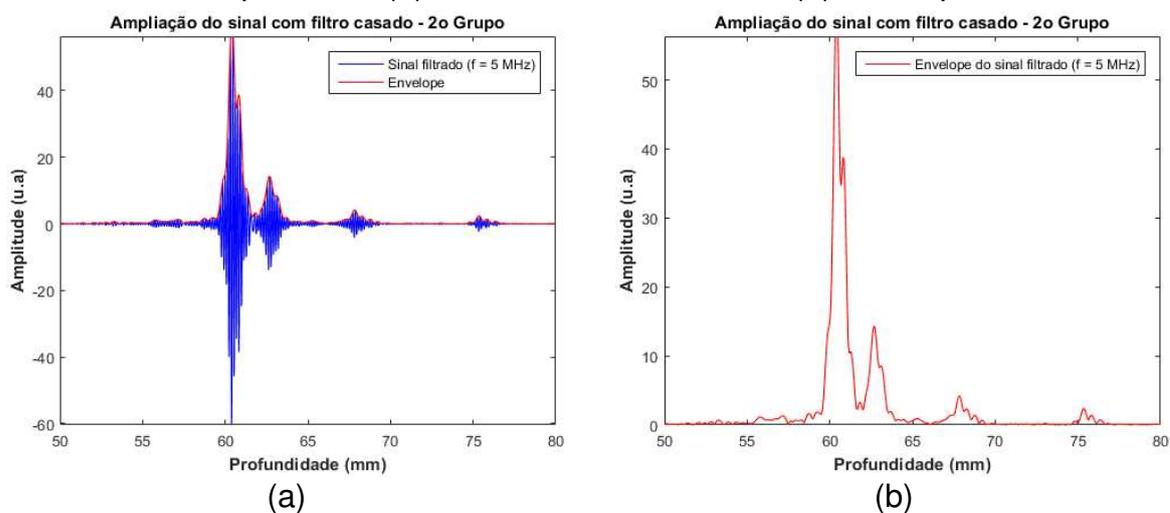
Figura 4-79 – Eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*.



Fonte: Autoria própria.

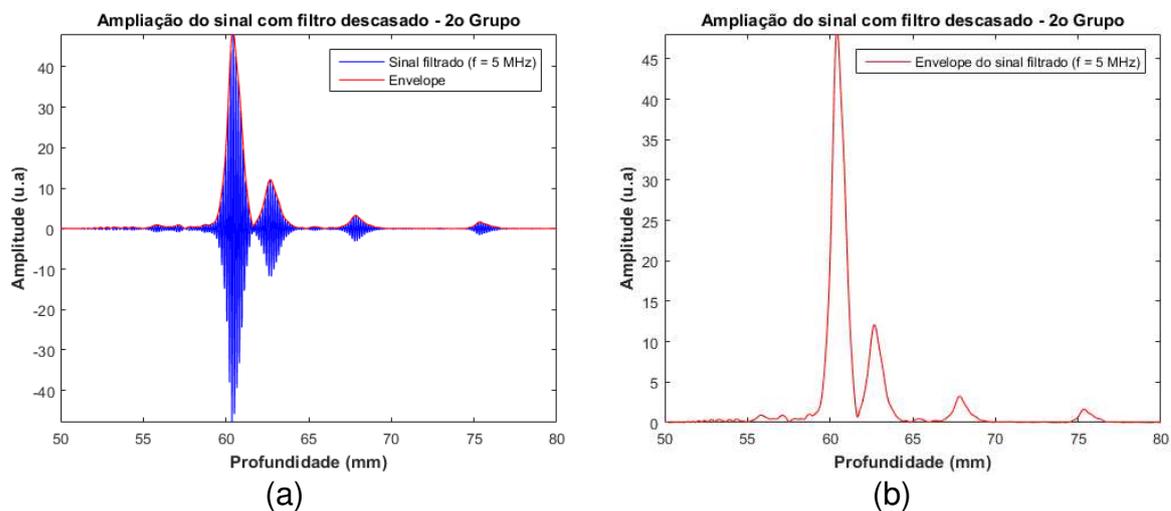
A Figura 4-80 apresenta a aplicação do filtro casado e o envelope do sinal do filtro casado para identificação da posição relativa dos alvos. O resultado com a aplicação do filtro descasado é mostrado na Figura 4-81.

Figura 4-80 – Aplicação do filtro casado no eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro casado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

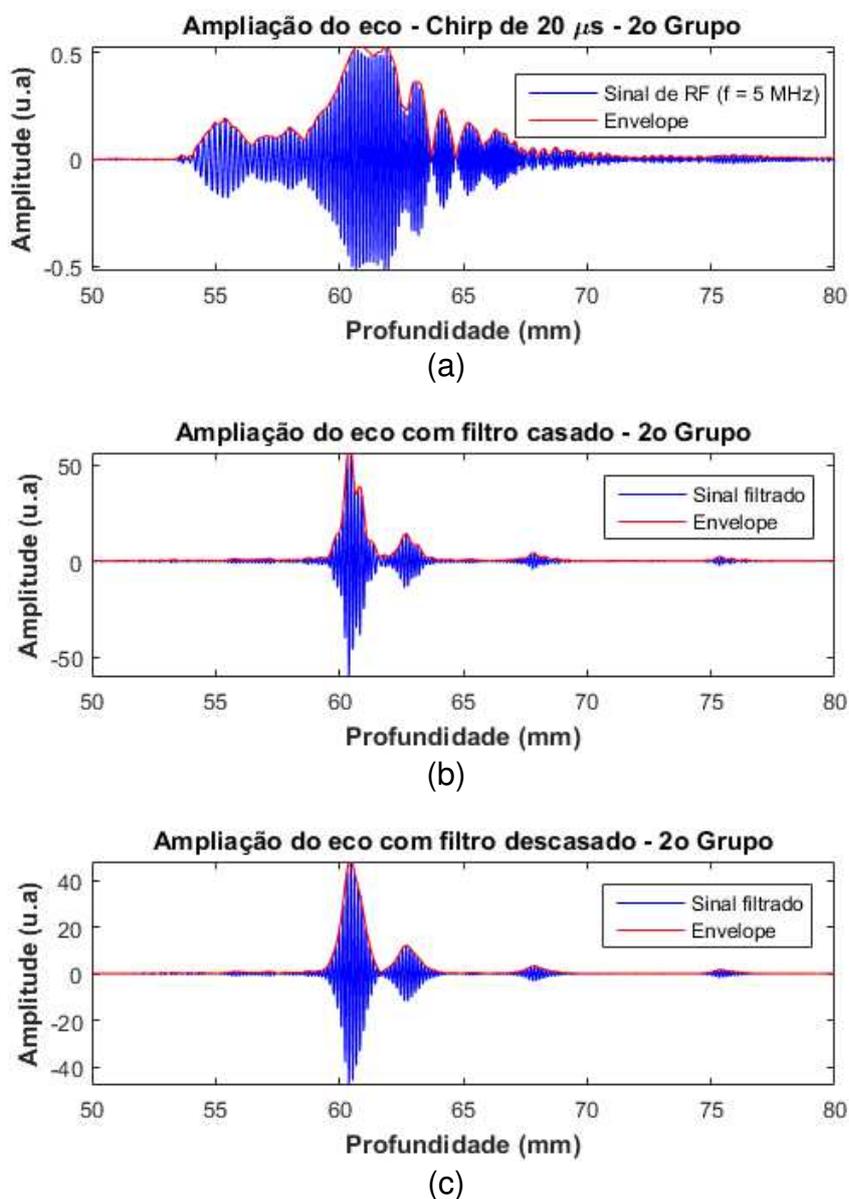
Figura 4-81 – Aplicação do filtro descasado no eco do pulso *chirp* de 20 μ s com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom*. (a) Sinal com filtro descasado e (b) Envelope.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4-81 é apresentada a comparação entre o sinal de eco do pulso *chirp* aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* com os sinais após a aplicação dos filtros casado e descasado

Figura 4-82 – Comparação entre o sinal de eco do pulso *chirp* de 20 μs com *tapering* de 25% e frequência de 5 MHz \pm 2 MHz aplicado no segundo grupo de espalhadores do *phantom* e os sinais após seu processamento com filtro casado e com filtro descasado (a) Sinal bruto, (b) com a aplicação do filtro casado e (c) com a aplicação do filtro descasado.



Fonte: Autoria própria.

4.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS E DISCUSSÃO

Conforme apresentado no Capítulo 2, Seção 2.3, estudos anteriores mostraram que o uso de pulsos codificados de excitação permite a melhoria sobre técnicas de excitação convencional (COOK, 1988; O'DONNELL, 1992, HAIDER *et al.*, 1996, MISARIDIS & JENSEN, 2005a; MISARIDIS & JENSEN, 2005b; HUANG & LI, 2006; ASSEF, 2013). Consequentemente, a excitação codificada possibilita o aumento na capacidade de penetração do pulso aplicado, sem comprometer a resolução espacial do sistema e sem aumentar a tensão de excitação (HUANG & LI, 2006). Entretanto, a aplicação requer, além de circuitos eletrônicos complexos com capacidade de geração de forma de onda arbitrária, etapas de processamento adicionais para geração dos filtros casados e descasados que são convolvidos com os sinais de RF representativos dos ecos.

Os resultados apresentados no Capítulo 3 no que concerne ao hardware e ao firmware do sistema montado e sua aplicação em um *setup* experimental bem como com *phantom* computacional cujos resultados estão neste Capítulo 4 corroboram a capacidade do sistema em gerar pulsos com perfil Gaussiano convencionais e do tipo *chirp* com faixa de frequência e tempo de duração de pulso de excitação programáveis, através de FPGA. Neste trabalho, utilizou-se as frequências dos transdutores disponíveis – 2,25 MHz e 5 MHz para os pulsos convencionais (100 ns de duração), e sinais do tipo *chirp* (5 μ s, 10 μ s e 20 μ s de duração), com o intuito de comprovar de forma experimental as simulações computacionais apresentadas no trabalho de Machado (2017). Entretanto, outras faixas de frequência e duração do pulso de excitação podem ser aplicadas na compressão de pulsos codificados no tempo pelo sistema de excitação implementado.

Segundo o manual técnico do CI MD2134, utilizado como gerador de forma de onda arbitrária neste trabalho, é possível a geração de sinais de excitação com tensão de até 200 Vpp e frequência central de 500 kHz a 20 MHz, que representa uma faixa adequada para aplicação em imageamento por ultrassom. Nesse sentido, apesar da apresentação dos resultados de apenas 1 canal, o sistema permite a geração e configuração individual dos parâmetros de excitação de até oito canais de transmissão. Esses canais, podem ser multiplexados em trabalhos futuros para a avaliação multicanal, conforme os trabalhos de Qiu *et al.* (2012), Assef *et al.* (2013), Ozum *et al.* (2017) e Giannelli *et al.* (2019).

O método de geração de excitação codificada e aplicação dos filtros casados e descasados em transdutores na faixa de 3 MHz a 7 MHz, foi baseado nos trabalhos de Misaridis *et al.* (2000), Behar e Adam (2004) e Machado (2017), os quais sugeriram a utilização de filtros de janelamento de amplitude, de modo a minimizar os efeitos de lóbulos laterais e maximizar a SNR, em especial, na saída do filtro descasado.

Na Seção 4.1, foram apresentados os resultados simulados dos pulsos de excitação convencional com frequência central de 2,25 MHz e 5 MHz, bem como dos sinais *chirp* com frequência de 2,25 MHz \pm 1 MHz e 5 MHz \pm 2 MHz e duração de 5 μ s (curto), 10 μ s (médio) e 20 μ s (longo). Os resultados do processamento da convolução dos dois pulsos convencionais avaliados com os dois grupos do *phantom* computacional mostram que todos os alvos dos dois grupos foram identificados, sendo que os sinais gerados pelo pulso de excitação de 5 MHz apresentam maior atenuação, conforme o esperado. Ademais, todas as formas de onda da seção, referentes às simulações computacionais, estão em perfeita conformidade com os resultados mostrados por Machado (2017).

Já para os sinais simulados *chirp*, observa-se que, com o sinal de excitação de 2,25 MHz \pm 1 MHz com duração de 5 μ s, os sinais de RF retroespalhados dos 2 primeiros alvos do segundo grupo de espalhadores estão sobrepostos, indicando interferência construtiva/destrutiva devido à interação dos ecos destes dois espalhadores, conforme ilustrado na Figura 4-7. O mesmo pode ser notado quando o pulso de excitação *chirp* aumenta de duração (10 μ s e 20 μ s). Nestes casos, verifica-se que o fenômeno se repete mesmo para os ecos dos espalhadores mais distantes entre si. Entretanto, como esperado pela técnica proposta (compressão do sinal de eco), a aplicação dos filtros casado e descasado nos sinais convolvidos permite identificar todos os alvos de ambos os grupos. Importa considerar aqui que na simulação computacional, os transdutores foram considerados ideais com espectro de frequências bem centrados na frequência central e, no *phantom*, os espalhadores eram rígidos, o que não se verifica no *setup* experimental.

Na Seção 4.2, foram mostrados os resultados experimentais para comparação com os resultados simulados com os pulsos convencionais e *chirp*. Fica evidente que os sinais do primeiro grupo são mais facilmente identificados, pois têm maior espaçamento entre si e iniciam a uma profundidade mais próxima da face do transdutor. Os sinais do segundo grupo, além de mais profundos (mais distantes da face do transdutor), apresentam muito maior dificuldade de serem visualizados. Os

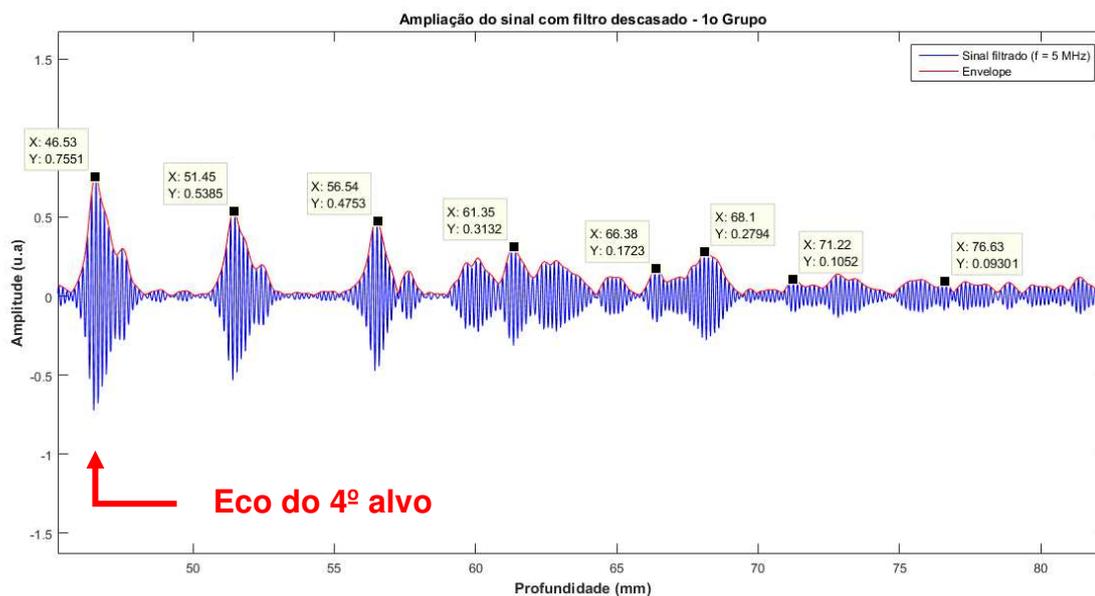
dois primeiros alvos do segundo grupo estão muito próximos entre si (projetado propositalmente para verificar a resolução do sistema) e a interação com o campo acústico gerado por transdutores reais causam muito maior interferência entre os seus ecos. Logicamente, esta interferência também se observa nos sinais de eco dos alvos do primeiro grupo, como será comentado adiante. Assim, fica notório que mesmo com a aplicação dos filtros casado e descasado, os alvos não são, em alguns casos, resolvidos computacionalmente. Além disso, observa-se que, devido à maior atenuação, a identificação dos alvos para os sinais de excitação com a frequência de 5 MHz é mais difícil e muitas vezes não resolvida. Esta atenuação tem dois componentes: transferência de energia para o meio (água e espalhadores) e o espalhamento natural das ondas ultrassônicas (tanto a que investiga o meio quanto as retropropagadas, ecos dos alvos (fios de nylon) do *phantom*. Alia-se a isso as características dos transdutores utilizados (disponíveis no laboratório). O espectro de frequência do transdutor de 2,25 MHz apresenta importante segunda faixa de frequência, perto da 3ª harmônica, embora com -30 dB em relação à fundamental (ver Figura 3-35). Além disso, tem área ativa do elemento piezoelétrico de 13 mm, grande o suficiente para detectar os sinais retroespalhados com facilidade, mas mais propenso ao fenômeno de difração. Já o transdutor de 5 MHz, embora com uma faixa de frequência bem centrada ao redor da frequência principal (espectro não mostrado aqui), tem muito menor sensibilidade e área do elemento piezoelétrico de somente 6 mm. Isso dificulta muito a detecção de sinais retroespalhados pois há grande espalhamento da onda transmitida e, posteriormente, maior espalhamento dos ecos. A pequena área ativa (6 mm) do transdutor de 5,0 MHz tinha o objetivo de adquirir sinais Doppler de artérias superficiais. Esta informação veio do Orientador da autora, que adquiriu na década de 1990 um lote de transdutores monoelementos da FUNBEC que fabricava equipamentos para detecção de fluxo sanguíneo naquela época). Sendo assim, embora sem informação mais específica sobre este transdutor, também pode se supor que o espalhamento da onda transmitida se dava muito próximo da face do transdutor (nuns 3 a 4 cm no máximo). Isso também contribuiu para que os ecos provenientes dos alvos mais distantes tivessem muito menor amplitude e, mesmo com os pulsos *chirp* de longa duração não fosse possível detectar os alvos usando os filtros casado e descasado.

Ainda é importante comentar que, para um pulso *chirp* de 10 μ s, tem-se que seu comprimento é de 14,8 mm (tomando-se por base a velocidade do ultrassom em

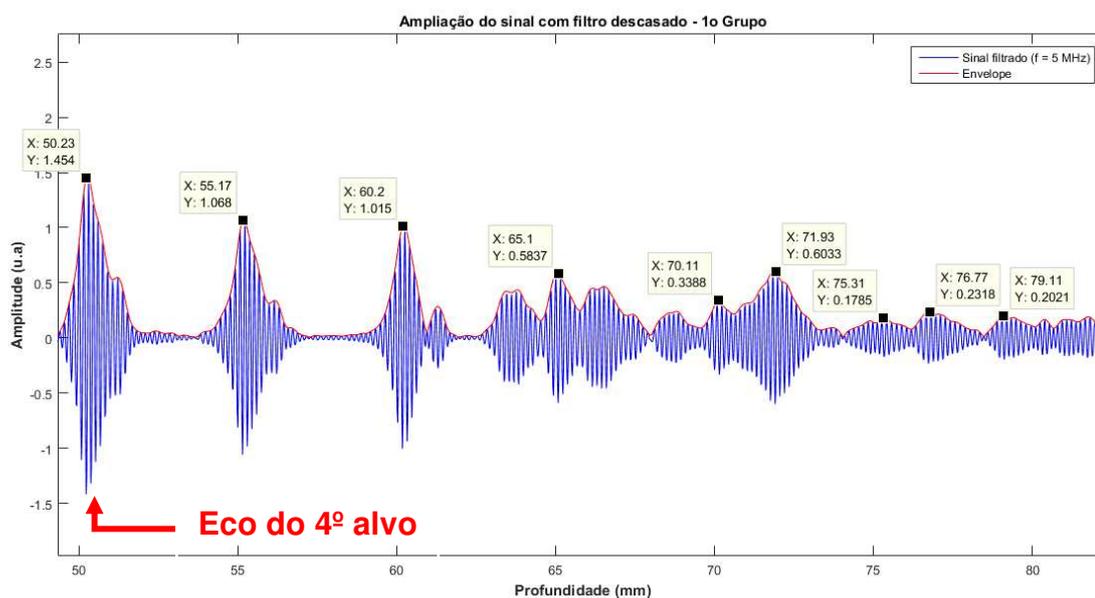
água $c = 1480$ m/s, tem-se que $d = c \times t = 1480$ [m/s] \times 10 μ [s] e, para a duração de 20 μ s, se torna ainda maior ($29,6$ mm). Esse tamanho grande do pulso pode levar ao fenômeno da difração acústica (conhecido como *speckle*), no qual a distância entre os ecos e a fase das ondas retroespalhadas podem causar aumento ou cancelamento dos sinais de eco em determinadas posições, fazendo até mesmo o “aparecimento” de eco onde não há alvo real. A Figura 4-83 pode ilustrar este fenômeno e explicar também o porquê não é possível afirmar com segurança a localização de alvos a partir de uma certa distância do transdutor (ecos a partir do 7º fio de nylon). Nesta figura (a e b), utiliza-se o sinal de eco dos alvos do *phantom*, para pulso de 10 μ s e de 20 μ s, já comprimido pelo filtro descasado, o que deveria permitir a identificação dos alvos bem distantes da face do transdutor.

Como se pode observar, os ecos dos alvos 5, 6 e 7 ainda são facilmente detectados, mas, a partir do 8º alvo, o fenômeno de *speckle* se torna evidente e somente com o conhecimento prévio da estrutura investigada é possível vislumbrar o eco. As anotações de amplitude e distância de cada alvo salientam a ação da interferência principalmente destrutiva dos ecos, praticamente inviabilizando sua localização precisa. Este fenômeno, aliado à não utilização de um controle automático de ganho no sistema de detecção, podem justificar os resultados apontados nas tabelas e os comentários a seguir.

Figura 4-83 – Sinal de eco dos alvos do *phantom* após filtragem com filtro descasado usando transdutor de 5 MHz; São mostrados os ecos dos alvos 4 em diante (do primeiro grupo de espalhadores): a) *chirp* com 10 μ s de duração; b) *chirp* com 20 μ s de duração.



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria.

A comparação entre os espectros de frequência dos sinais bruto (sem qualquer processamento) e filtrado pelo filtro digital FIR passa baixa, mostrado na Figura 4-34

da Seção 4.2.3, indica que não houve mudança significativa na faixa de frequência de interesse. Dessa forma, o filtro foi aplicado em todos os sinais digitalizados pela placa TSW1400EVM, eliminando a componente de corrente contínua dos sinais e permitindo as avaliações de amplitude e distância relativa entre os alvos do *phantom*.

A partir da Seção 4.2.4, são apresentados os resultados experimentais da aplicação dos sinais de excitação *chirp* e da etapa de processamento de convolução dos filtros casado e descasado para identificação dos alvos através do aumento da SNR dos sinais. Em todos os casos, a região dos alvos foi ampliada (escala de tempo ou profundidade) para permitir sua melhor observação.

Na Tabela 4-1 e na Tabela 4-2 são mostrados, respectivamente, os espaçamentos entre os espalhadores do primeiro e do segundo grupo de espalhadores do *phantom*, utilizando o transdutor de 2,25 MHz. Na Tabela 4-3 e na Tabela 4-4 são apresentados, respectivamente, os espaçamentos entre os espalhadores do primeiro e do segundo grupo de espalhadores do *phantom*, utilizando o transdutor de 5 MHz. As medidas foram obtidas no pico de cada envelope dos ecos. A unidade de medição é dada em milímetro (mm) e os valores “0” nas tabelas representam os ecos de alvos dos quais não foi possível afirmar com segurança sua posição, conforme explicado nos parágrafos anteriores. A primeira coluna das tabelas indica o índice de espaçamento entre os alvos. Por exemplo, para o primeiro grupo existem 11 alvos e, conseqüentemente, 10 espaçamentos entre eles.

Tabela 4-1 – Espaçamento entre os espalhadores do primeiro grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 2,25 MHz.

Índice de espaçamento	Pulso Conv. [mm]	<i>Chirp</i> 5 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 10 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 20 μ s [mm]
1	4,98	4,75	4,92	4,92
2	4,99	4,92	4,83	4,92
3	4,93	4,94	4,96	5,00
4	4,74	4,87	4,92	4,77
5	5,19	5,05	4,96	5,07
6	4,81	4,81	4,92	4,85
7	5,05	5,05	5,03	5,05
8	4,75	4,68	4,76	4,81
9	5,16	5,22	5,14	5,14
10	4,98	4,81	4,75	4,83

Fonte: Autoria própria.

Tabela 4-2 – Espaçamento entre os espalhadores do segundo grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 2,25 MHz.

Índice de espaçamento	Pulso Conv. [mm]	<i>Chirp</i> 5 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 10 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 20 μ s [mm]
1	2,35	2,26	3,23	2,46
2	5,01	5,00	4,07	4,88
3	7,55	7,51	7,53	7,59
4	9,93	9,93	9,85	9,97

Fonte: Autoria própria.

Tabela 4-3 – Espaçamento entre os espalhadores do primeiro grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 5 MHz.

Índice de espaçamento	Pulso Conv. [mm]	<i>Chirp</i> 5 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 10 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 20 μ s [mm]
1	5,48	4,98	4,98	4,81
2	4,94	5,05	4,98	4,94
3	4,94	4,86	4,92	5,03
4	4,98	4,94	4,92	4,81
5	4,98	5,05	5,05	4,87
6	0,00	4,91	4,86	5,04
7	0,00	0,00	0,00	0,00
8	0,00	0,00	0,00	0,00
9	0,00	0,00	0,00	0,00
10	0,00	0,00	0,00	0,00

Fonte: Autoria própria.

Tabela 4-4 – Espaçamento entre os espalhadores do segundo grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 5 MHz.

Índice de espaçamento	Pulso Conv. [mm]	<i>Chirp</i> 5 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 10 μ s [mm]	<i>Chirp</i> 20 μ s [mm]
1	2,28	2,27	2,28	2,26
2	5,12	5,11	5,18	4,84
3	7,53	7,49	7,51	7,81
4	9,94	9,86	9,95	9,95

Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 4-5 e na Tabela 4-6 são mostrados, respectivamente, a amplitude dos ecos do primeiro e do segundo grupo do *phantom*, em unidade arbitrária (u.a.), utilizando o transdutor de 2,25 MHz. Na Figura 4-84 e na Figura 4-85 são mostrados,

respectivamente, os gráficos com os dados da Tabela 4-5 e da Tabela 4-6. As medidas foram obtidas no pico de cada envelope dos ecos. Pode-se verificar claramente a atenuação do sinal com a profundidade e, no caso do sinal obtido com o pulso convencional, fica quase impossível verificar a sua variação, diferentemente do observado com os sinais *chirp*. Isso é devido à própria característica da excitação codificada (no caso, excitação com sinal do tipo *chirp*), que entrega muito mais energia o que permite a detecção de ecos de muito maior amplitude a grandes profundidades. Além disso, é verificada a variação exponencial típica da atenuação ultrassônica.

Tabela 4-5 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do *phantom* (u.a.) utilizando o transdutor de 2,25 MHz.

Índice de amplitude	Pulso Conv. [u. a.]	<i>Chirp</i> 5 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 10 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 20 μ s [u. a.]
1	0,52	20,21	36,82	71,11
2	0,33	11,32	18,81	37,95
3	0,28	9,76	16,18	31,16
4	0,20	7,20	12,11	22,92
5	0,16	5,18	8,41	16,23
6	0,10	3,68	6,07	11,68
7	0,07	2,38	3,75	7,38
8	0,05	1,61	2,74	4,95
9	0,04	1,11	1,90	3,74
10	0,02	0,83	1,50	2,68
11	0,03	1,26	2,13	4,05

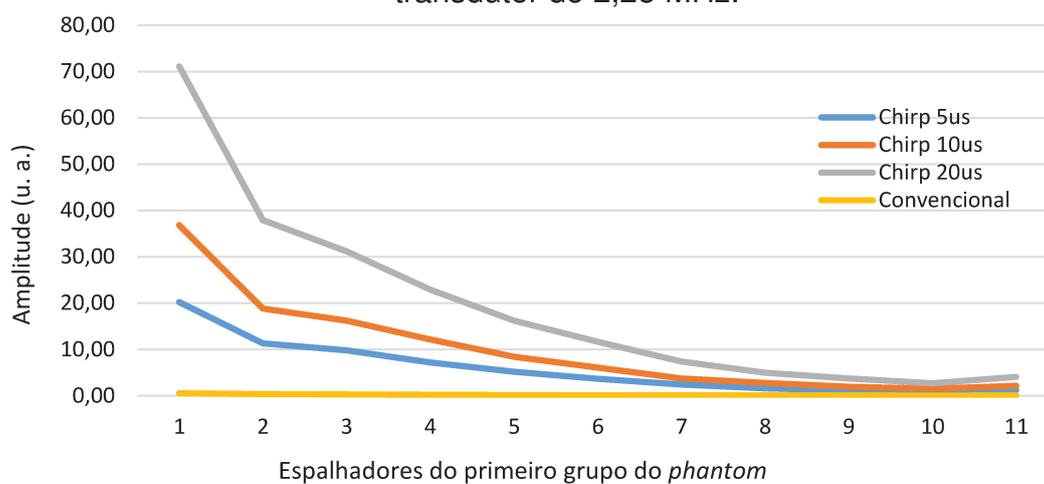
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4-6 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 2,25 MHz.

Índice de amplitude	Pulso Conv. [u. a.]	<i>Chirp</i> 5 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 10 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 20 μ s [u. a.]
1	0,93	17,71	30,84	58,83
2	0,14	3,03	3,93	6,21
3	0,16	2,70	4,46	8,83
4	0,11	1,80	3,04	5,80
5	0,06	1,05	1,71	3,31

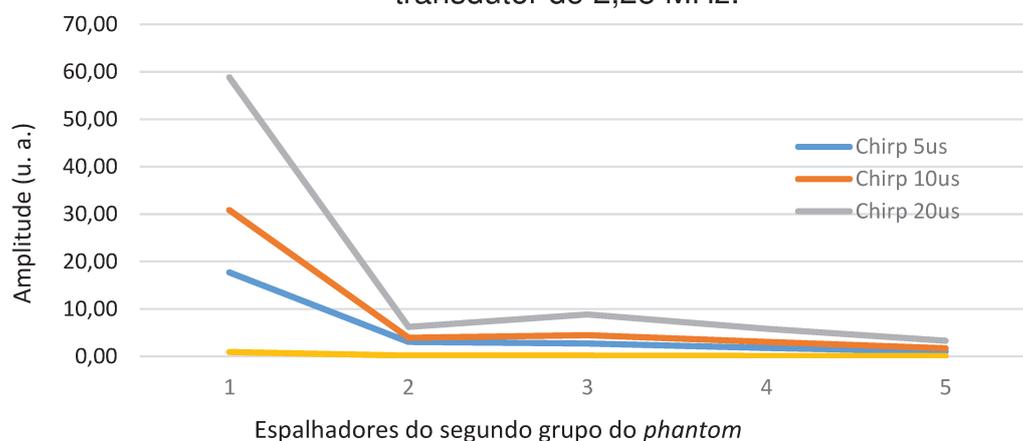
Fonte: Autoria própria.

Figura 4-84 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do *phantom* (u.a.) utilizando o transdutor de 2,25 MHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-85 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do *phantom* (u.a.) utilizando o transdutor de 2,25 MHz.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 4-7 e a Tabela 4-8 mostram, respectivamente, a amplitude dos ecos do primeiro e do segundo grupo do *phantom*, em unidade arbitrária (u.a.), utilizando o transdutor de 5 MHz.

Tabela 4-7 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 5 MHz.

Índice de amplitude	Pulso Conv. [u. a.]	<i>Chirp</i> 5 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 10 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 20 μ s [u. a.]
1	0,71	14,50	26,91	52,12
2	0,26	5,22	9,44	18,67
3	0,08	1,34	2,51	5,01
4	0,03	0,44	0,75	1,43
5	0,02	0,29	0,53	1,06
6	0,01	0,27	0,48	1,01
7	0,00	0,20	0,31	0,59
8	0,00	0,00	0,00	0,00
9	0,00	0,00	0,00	0,00
10	0,00	0,00	0,00	0,00
11	0,00	0,00	0,00	0,00

Fonte: Autoria própria.

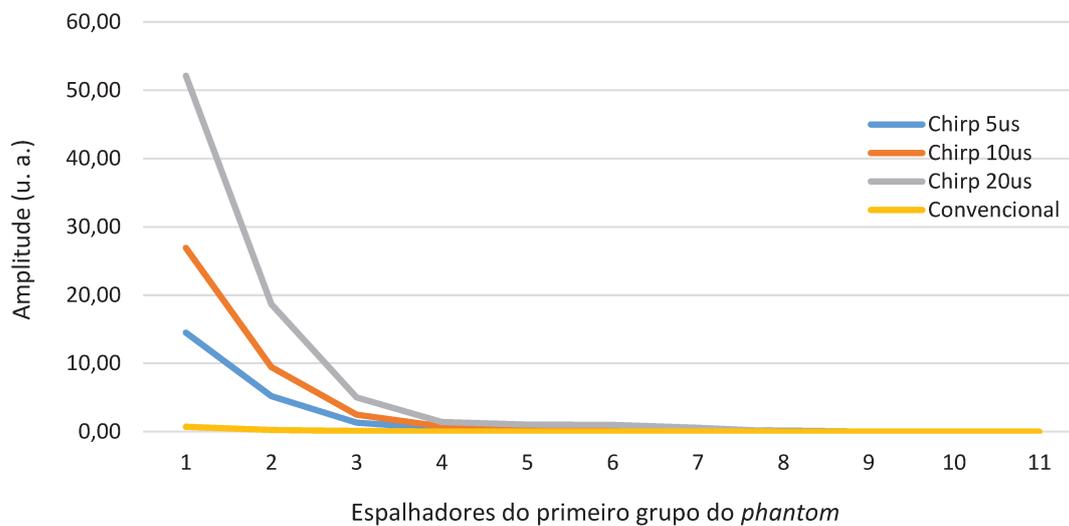
Tabela 4-8 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do *phantom* utilizando o transdutor de 5 MHz.

Índice de amplitude	Pulso Conv. [u. a.]	<i>Chirp</i> 5 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 10 μ s [u. a.]	<i>Chirp</i> 20 μ s [u. a.]
1	0,54	16,88	24,55	48,80
2	0,11	3,77	5,95	12,07
3	0,04	1,23	1,76	3,25
4	0,02	0,59	0,86	1,66
5	0,00	0,25	0,42	0,79

Fonte: Autoria própria.

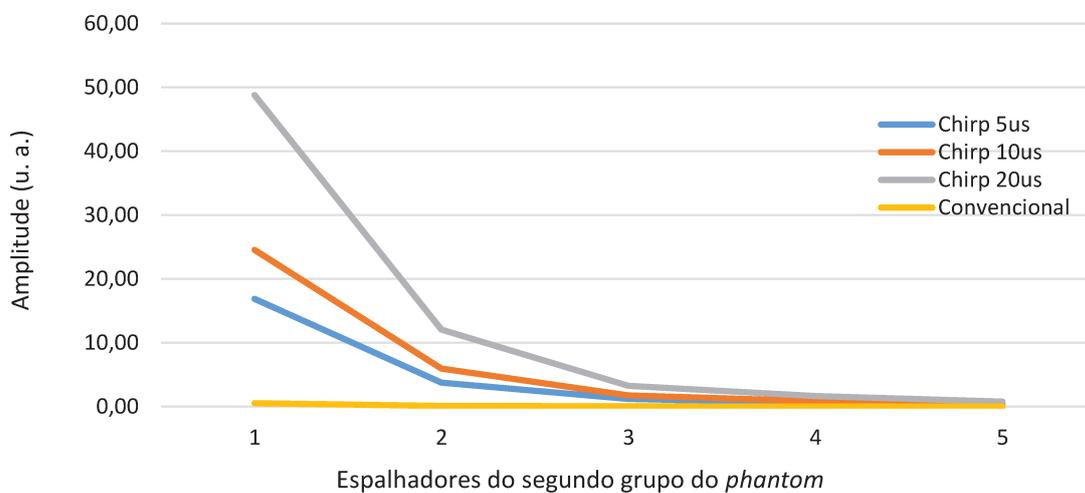
A Figura 4-86 e a Figura 4-87 apresentam, respectivamente, os gráficos com os dados da Tabela 4-7 e da Tabela 4-8. O mesmo comportamento de queda exponencial da amplitude pode ser verificado nestas figuras, muito embora os sinais dos alvos mais distantes não tenham sido identificados claramente, devido ao já comentado em parágrafos anteriores.

Figura 4-86 – Amplitude dos ecos do primeiro grupo do *phantom* (u.a.) utilizando o transdutor de 5 MHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4-87 – Amplitude dos ecos do segundo grupo do *phantom* (u.a.) utilizando o transdutor de 5 MHz.



Fonte: Autoria própria.

5 CONCLUSÃO

Foi desenvolvido um *hardware* (placa de CI) de 8 canais para geração e avaliação de sinais codificados *chirp* com a utilização transdutores monoelemento com diferentes frequências (2,25 MHz e 5 MHz).

Foi realizado o processamento dos sinais no ambiente de desenvolvimento Matlab, utilizando técnicas de filtros casados e descasados, que permitem a identificação de alvos em *phantoms*, mesmo com baixa amplitude.

Pode-se considerar que o principal objetivo deste trabalho, que foi o desenvolvimento de uma placa de circuito integrado de 8 canais de transmissão com pulsos elétricos variados, que permitem a geração de ondas ultrassônicas com forma de onda arbitrária foi atingido.

O Módulo de Transmissão desenvolvido é capaz de gerar formas de ondas mais complexas para a realização de estudos utilizando pulsos codificados.

Os resultados mostraram que o sistema é adequado para fins de pesquisa, possibilitando novas aplicações, como análise de estruturas profundas.

Para trabalhos futuros, o sistema de transmissão desenvolvido pode ser integrável à Plataforma de Ultrassom, podendo substituir o módulo de excitação já existente na mesma, tornando-a mais flexível em relação à geração de pulsos, adicionando mais funcionalidades a ela.

REFERÊNCIAS

- ASSEF, A. A. Sistema de aquisição e processamento de sinais de ultra-som para caracterização de meios biológicos e não biológicos. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Curitiba, 2006.
- ASSEF, A. A. Arquitetura de hardware multicanal reconfigurável com excitação multinível para desenvolvimento e testes de novos métodos de geração de imagem por ultrassom. Tese (Doutorado em Ciências) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Curitiba, 2013.
- ASSEF, A. A., MAIA, J. M., GEWEHR, P. M., GAMBA H. R., COSTA, E. T., BUTTON, V. L. S. N. Sistema para geração, aquisição e processamento de sinais de ultrassom. *Sba Controle & Automação*, vol. 20, nº 2, p. 145-155, 2009.
- ASSEF, A. A.; MAIA, J. M.; SCHNEIDER, F. K.; COSTA, E. T.; BUTTON, V. L. S. N. Beamformer de transmissão multicanal de forma de onda arbitrária para atividades de pesquisa experimental do ultrassom. *Controle & Automação*, 26: 667-678, 2012.
- ASSEF, A. A.; MAIA, J. M.; SCHNEIDER, F. K.; BUTTON, V. L. DA S. N.; COSTA, E. T. A reconfigurable arbitrary waveform generator using PWM modulation for ultrasound research. *Biomedical Engineering Online (Online)*, v. 12, p. 24, 2013.
- BEHAR, V., ADAM, D. Parameter optimization of pulse compression in ultrasound imaging systems with coded excitation. *Ultrasonics*, 42(10), pp. 1101-1109, 2004.
- BONI, E., YU, A. C. H., FREEAR, S., JENSEN, J. A., TORTOLI, P. "Ultrasound Open Platforms for Next-Generation Imaging Technique Development," in *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 65, no. 7, pp. 1078-1092, 2018.
- BRONZINO, J. D. Biomedical engineering and instrumentation: Basic concepts and application. PWS Engineering, p. 347-386, 1986.
- CHIAO R. Y.; THOMAS L. J. Coded Excitation for Diagnostic Ultrasound: A system developer's perspective. *IEEE Trans. on UFFC*, 52(2): 160-170, 2005.
- COOK, C. E., SEIBERT, W. M. The early history of pulse compression radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 24(6), pp. 825-833. 1988.
- ERIKSON, K. R.; FRY, F. J.; JONES, J. P. Ultrasound in Medicine – A Review. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*: 21(3), 144-170, 1974.
- GIANNELLI, PIETRO & BULLETTI, A. & GRANATO, MAURIZIO & FRATTINI, G. & CALABRESE, GIACOMO & CAPINERI, L. A 5-Level, 1 MHz, Class-D Ultrasonic Driver for Guided-Wave Transducer Arrays. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. PP. 1-1, 2019.

HUANG, S.W., LI, P. C. Arbitrary waveform coded excitation using bipolar square wave pulses in medical ultrasound. *IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 53, n 1, p. 106-116, 2006.

HAIDER, B., LEWIN, P. A., & THOMENIUS, K. E. Pulse elongation and deconvolution filtering for medical ultrasonic imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 45(1), pp. 98-113, 1998.

JENSEN, J. A., HOLM, O., JENSEN, L. J., BENDSEN H., NIKOLOV S. I., TOMOV, B. G., MUNK, P., HANSEN, M., KENT, SALOMONSEN, J. H., GORMSEN, K., PEDERSEN, H. M., GAMMELMARK, K. L. Ultrasound Research Scanner for Real-time Synthetic Aperture Data Acquisition. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 52, n° 5, p. 881-889, 2005.

JENSEN, J. A. Medical ultrasound imaging. *Progress in biophysics and molecular biology*: 93(1), 153 -165, 2007.

KACZKOWSKI, P. Arbitrary Waveform Generation with the Verasonics Research Ultrasound Platform, 2016.

KWAN H. NG. (2002). International guidelines and regulations for the safe use of diagnostic ultrasound in medicine. *Journal of Medical Ultrasound*, 10(1), 5-9, 2002.

MACHADO, T. M. Pulsos de excitações codificada e convencional na formação de sinais ultrassônicos no contexto médico: um estudo comparativo. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, 2017.

MEDEIROS, J. D.; CAZARIN, J. C.; FERNANDES, R. C.; MACHADO, T. M.; BERTUZZO, J. E.; COSTA, E. T.; ONISTO, H. J. Formação de imagens por ultrassom em tempo real utilizando um DSP multicore. XXIV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, Uberlândia, MG. Outubro de 2014.

MISARIDIS, T. X., GAMMELMARK, K., JRGENSEN, C. H., LINDBERG, N., THOMSEN, A. H., PEDERSEN, M. H., JENSEN, J. A. Potential of coded excitation in medical ultrasound imaging. *Ultrasonics*: (38) 1, 2000.

MISARIDIS, T., JENSEN, J. A. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part I: basic concepts and expected benefits. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*: 52(2), 177-191, 2005a.

MISARIDIS, T., JENSEN, J. A. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part II: design and performance for medical imaging applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 192-207, 2005b.

O'DONNELL, M. Coded excitation system for improving the penetration of real-time phased-array imaging systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*: 39(3), 341-351, 1992.

OLIVEIRA, J. Implementação de um sistema de transferência de dados de ultrassom via Ethernet e processamento embarcado em dispositivo FPGA. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Energia) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Curitiba, 2020.

ONISTO, H. J.; MACHADO, T. M.; FERNANDES, R. C.; MEDEIROS, J. D.; TAMAGNO, I.; DEZOTTI, T. C.; BERTUZZO, J. E. Model-driven engineering applied to the development of embedded software for B-mode ultrasound imaging systems - A case study. *ULTSYM*, 1261-1264, 2014.

ONISTO, H. J.; RODRIGUEZ, S.; SAPIA, G. E.; BORGES, R. G.; TAMAGNO, I.; COSTA, E. T.; BERTUZZO, J. E. Ultrasound Modular Platform: a general purpose open architecture system for medical imaging research. *World Congress on Medical Physics & Biomedical Engineering*, Toronto, ON. Junho de 2015.

OZUM, H. E., YETIK, H., KILINC, M. S., ERGUN, A. S. An open source modular and scalable HIFU driver system, *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, Washington, DC, 2017, pp. 1-1, 2017.

PEDERSEN, M. H.; MISARIDIS, T. X.; JENSEN, J. A. Clinical evaluation of chirp-coded excitation in medical ultrasound. *Ultrasound in Medicine & Biology*: 29(6), 895-905, 2003.

QIU, W., YU, Y., TSANG, F. K., SUN, L. A multifunctional, reconfigurable pulse generator for high-frequency ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 59, no. 7, pp. 1558-1567, 2012.

STEIN JH, KORCARZ CE, HURST RT, LONN E, KENDALL CB, MOHLER ER, NAJJAR SS, REMBOLD CM, POST WS; American Society of Echocardiography Carotid Intima-Media Thickness Task Force. Use of carotid ultrasound to identify subclinical vascular disease and evaluate cardiovascular disease risk: a consensus statement from the American Society of Echocardiography Carotid Intima-Media

SHENG-WEN HUANG, S. W.; LI, P. C. Arbitrary waveform coded excitation using bipolar square wave pulsers in medical ultrasound. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*: 53(1), 106-116, 2006.

SUPERTEX INC. High Speed Ultrasound Beamforming Source Driver, 2012. Folha de especificação de dados. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MD2134.pdf>. Acesso em: 15 dez. 2015.

SUPERTEX INC. MD2134 Ultrasound Beamforming Transmitter Demoboard. Folha de especificação de dados. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MD2134DB1%20A070114.pdf>. Acesso em: 15 dez. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS INC. Fully Integrated, 8-Channel Ultrasound Analog Front End, 2014. Folha de especificação de dados. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/afe5808.pdf>. Acesso em: 15 dez. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS INC. TSW140x High Speed Data Capture/Pattern Generator Card, 2016. Folha de especificação de dados. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ug/slwu079d/slwu079d.pdf>. Acesso em: 15 dez. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS INC. 8-Channel, Programmable T/R Switch for Ultrasound, 2010. Folha de especificação de dados. Disponível em <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tx810.pdf>. Acesso em: 15 dez. 2015.

TAMANO, SATOSHI & YOSHIZAWA, SHIN & UMEMURA, SHIN-ICHIRO. Multifunctional pulse generator for high-intensity focused ultrasound system. Japanese Journal of Applied Physics. 2017.

TAKEUCHI, Y. An investigation of a spread energy method for medical ultrasound systems. Part one: theory and investigation. Ultrasonics, pp. 175-182, 1979.

WANG, B., SANIIE, J. Ultrasonic Signal Acquisition and Processing platform based on Zynq SoC. IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT), Grand Forks, ND, 2016, pp. 0448-0451, 2016.

WELLS, P. N. T. Ultrasonics in medicine and biology. Phys. Med. Biol.:22(4), 629 - 669, 1977.

YOUNG, S.T. The effect of therapeutic ultrasound on the biological mechanisms involved in dermal repair. Tese (Doutorado em Física) – University of London, London, 1988.

Link do Eldorado para a notícia da Plataforma de US: <https://www.eldorado.org.br/noticias/eldorado-demonstra-primeiro-ultrassom-fabricado-inteiramente-com-tecnologia-nacional/>

APÊNDICE 1

Os códigos dos *scripts* desenvolvidos no Matlab podem ser encontrados em:

<https://github.com/valeriabeserragarcia/Apendice-1-mestradoVBG-2020.git>

APÊNDICE 2

O código de programação da FPGA Virtex pode ser encontrado em:

<https://github.com/valeriabeserragarcia/Apendice-2-mestradoVBG-2020.git>