

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

EDNILSON DE SOUZA CONTIERI

**IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA RECONFIGURÁVEL DE
EXCITAÇÃO CONVENCIONAL E *CHIRP* CODIFICADA PELA TÉCNICA PWM
PARA ATIVIDADES DE PESQUISA DO ULTRASSOM**

CURITIBA

2023

EDNILSON DE SOUZA CONTIERI

**IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA RECONFIGURÁVEL DE
EXCITAÇÃO CONVENCIONAL E *CHIRP* CODIFICADA PELA TÉCNICA PWM
PARA ATIVIDADES DE PESQUISA DO ULTRASSOM**

**Implementation and evaluation of a reconfigurable system of conventional
excitation and chirp encoded by the PWM technique for ultrasound research
activities**

Trabalho de Dissertação apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Biomédica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Amauri Amorim Assef

Coorientador: Prof. Dr. José Jair Alves Mendes Junior

CURITIBA

2023



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



**Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Curitiba**



EDNILSON DE SOUZA CONTIERI

**DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA RECONFIGURÁVEL DE EXCITAÇÃO
CONVENCIONAL E CHIRP CODIFICADA PELA TÉCNICA PWM PARA ATIVIDADES DE PESQUISA DO
ULTRASSOM**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Ciências da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Engenharia Biomédica.

Data de aprovação: 26 de Outubro de 2023

Dr. Amauri Amorin Assef, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Joaquim Miguel Maia, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dra. Mauren Abreu De Souza, Doutorado - Pontifícia Universidade Católica do Paraná (Pucpr)

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 26/10/2023.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pela força em todos os momentos, por ter me abençoado e proporcionado chegar até aqui.

Aos meus pais, Helio de Souza Contieri e Maria Aparecida Gonçalves Contieri (*In memoriam*), pelo exemplo de amor, que ajudaram em muito a definir meu caráter e cujas lembranças estarão sempre na minha memória.

À minha esposa Adriana Ribeiro da Silva pelo companheirismo, e aos meus filhos Pamela Letícia Ventura Contieri, Erick Henrique Ventura Contieri, Magie Regina Ventura Contieri, Rayanne Cristina Ventura Contieri, Alan Peixoto Contieri e Rebeca Ribeiro Contieri que sempre me apoiaram, incentivaram e acreditaram em mim.

Ao orientador Professor Dr. Amauri Amorin Assef, um grande profissional, que sempre foi atencioso e dedicado durante a orientação e, principalmente, pela oportunidade e confiança em mim depositada durante a realização deste trabalho.

Aproveito para agradecer a coorientação do Professor Dr. José Jair Alves Mendes Junior por todo suporte, disponibilidade e oportunidade de aprendizado ao longo dessa caminhada.

A todos os meus amigos e colegas que fizeram parte dessa fase da minha vida e, que com certeza, me auxiliaram nesta caminhada.

A todos os professores da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) que contribuíram com a minha formação.

Ao professor Joaquim Miguel Maia pelo apoio no Laboratório de Ultrassom da UTFPR.

À UTFPR, que durante anos me acolheu.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Fundação Araucária pelo apoio à pesquisa.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

RESUMO

Sistemas reconfiguráveis baseados em FPGA têm sido propostos para compor o módulo gerador de formas de onda arbitrária (GFOA) para atender à necessidade de novos métodos de excitação em atividades de pesquisa do ultrassom. Nesta dissertação é apresentada a implementação e avaliação de um sistema aberto, flexível e reconfigurável GFOA monocanal pulso-eco, baseado no chip MD2131, para a geração de formas de onda complexas de excitação através da técnica de modulação PWM. O sistema permite a geração de Excitação Convencional Senoidal (ECS) e Excitação *Chirp* Codificada (ECC), sendo composto por uma interface gráfica de usuário (GUI) para simulação de formas de onda, controle do hardware e aquisição dos ecos brutos de ultrassom, um kit de FPGA e uma placa dedicada *front-end* de transmissão/recepção. A partir da simulação na GUI, os sinais sintetizados de PWM são transferidos, via interface USB, para a FPGA que controla o GFOA. Além do MD2131, a placa dedicada possui circuito *front-end* de recepção com o conversor analógico-digital ADS6123 com resolução de 12 bits e taxa de amostragem de 80 MSPS. Os testes de caracterização e desempenho do sistema foram realizados com carga RC e transdutores monoelemento de ultrassom com frequência central de 1,6 MHz e 5 MHz. Na etapa de recepção, avaliaram-se a largura de banda à meia altura (FWHM) e a distância relativa dos alvos de um *phantom* comercial de propósito geral com o transdutor de 1,6 MHz. As funcionalidades de ajuste de fase e controle da amplitude de apodização apresentaram resultados de frequência central de $5,03 \pm 0,04$ MHz, com carga RC, e $4,80 \pm 0,03$ MHz com transdutor usando pulso de ECS com frequência de 5 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning. A amplitude máxima das formas de onda geradas foi 166 V e 55 V para carga RC e transdutor de 5 MHz, respectivamente. Os resultados experimentais de ECS e ECC com a carga RC e transdutores, bem como a avaliação do sistema para captura de dados brutos a partir do *phantom* até a profundidade de 15 cm, comprovam que o sistema proposto é adequado para futuras pesquisas de otimização da resolução espacial e qualidade de imagem por ultrassom em aplicações de instrumentação médica e industrial.

Palavras-chave: ultrassom; modulação por largura de pulso; excitação convencional senoidal; excitação *chirp* codificada.

ABSTRACT

Reconfigurable systems based on Field-Programmable Gate Arrays (FPGAs) have been proposed to compose the Arbitrary Waveform Generator (AWG) module to meet the need for new excitation methods in ultrasound research activities. This work presents the implementation and evaluation of an open, flexible, and reconfigurable single-channel Pulse-Echo AWG system based on the MD2131 chip for the generation of complex excitation waveforms using Pulse Width Modulation (PWM) modulation technique. The system allows the generation of Conventional Sinusoidal Excitation (CSE) and Coded Chirp Excitation (CCE) and consists of a Graphical User Interface (GUI) for waveform simulation, hardware control, and acquisition of raw ultrasound echoes, an FPGA kit, and a dedicated transmission/reception front-end board. Synthesized PWM signals from GUI simulations are transferred via a USB interface to the FPGA, which controls the AWG. In addition to the MD2131, the dedicated board features a reception front-end circuit with the 12-bit resolution 80 MSPS analog-to-digital converter ADS6123. System characterization and performance tests were conducted with RC loads and single-element ultrasound transducers with central frequencies of 1.6 MHz and 5 MHz. In the reception stage, the full width at half maximum (FWHM) and relative distance of targets were evaluated using a general-purpose commercial phantom with a 1.6 MHz transducer. Phase adjustment and amplitude apodization control functionalities yielded central frequencies of 5.03 ± 0.04 MHz with an RC load and 4.80 ± 0.03 MHz with a 5 MHz transducer using a CSE pulse with a duration of 3 cycles and Hanning windowing. The maximum amplitudes of the generated waveforms were 166 V and 55 V for RC load and 5 MHz transducer, respectively. Experimental results for CSE and CCE with the RC load and transducers, as well as the system's evaluation for raw data capture from phantom to a depth of 15 cm, confirm that the proposed system is suitable for future research in optimizing spatial resolution and image quality in ultrasound applications for medical and industrial instrumentation.

Keywords: ultrasound; pulse-width modulation; conventional sinusoidal excitation; chirp-coded excitation.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Exemplos de características ultrassônicas de materiais.	20
Tabela 2 – Resultados quantitativos da inversão de fase da forma de onda com ECS e ECC usando carga RC.	51
Tabela 3 – Resultados quantitativos das formas de onda de Excitação Convencional Senoidal (ECS) com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e variação de fase entre 0° e 360° utilizando carga RC e transdutor.	53
Tabela 4 – Resultados quantitativos dos pulsos de ECS com janelamento Hanning e duração de 3 ciclos utilizando carga RC e os transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz.	59
Tabela 5 – Resultados quantitativos dos pulsos de ECC com janelamento Tukey e duração de 5 μs utilizando carga RC e transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz.	59
Tabela 6 – Dados de FWHM axial e distância (D) dos alvos do <i>phantom</i> Fluke obtidos com pulsos de ECS e ECC aplicados com transdutor de 1,6 MHz.	62

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Especificação de requisitos do sistema proposto	27
Quadro 2 – Registro serial de configuração do GFOA MD2131.	31
Quadro 3 – Características do <i>phantom</i> Fluke modelo 84-317.	36
Quadro 4 – Registradores e funções de configuração disponíveis para configura- ção local.	39
Quadro 5 – Parâmetros disponíveis para seleção através da GUI.	40
Quadro 6 – Considerações para geração dos sinais PWM em fase e quadratura. .	43

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Siglas

1D	Unidimensional
2D	Bidimensional
A	Modo Amplitude
ADC	Conversor Analógico-Digital
ASIC	Circuito Integrado de Aplicação Específica
B	Modo Brilho
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil
CI	Circuito Integrado
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
CMUT	Transdutor de Ultrassom Capacitivo Microusinado
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
CPGEI	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial
CW	<i>Continuous Wave</i>
D	Distância relativa entre alvos
DAC	Conversor Digital-Analógico
ECC	Excitação <i>Chirp</i> Codificada
ECS	Excitação Convencional Senoidal
EN	<i>ENABLE</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FIFO	<i>First-In-First-Out</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPB	Filtro Passa-Baixa

FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i>
GFOA	Gerador de Forma de Onda Arbitrária
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
HDL	Linguagem de Descrição de Hardware
HF	<i>High Frequency</i>
HS	<i>High Speed</i>
HSMC	<i>High Speed Mezzanine Card</i>
HV	<i>High Voltage</i>
I	Em Fase
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
LUS	Laboratório de Ultrassom
MEMS	Sistemas Microeletromecânicos
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MSPS	<i>Millions Of Samples Per Second</i>
NDT	<i>Non-Destructive Testing</i>
P	<i>Pulser</i>
PAM	<i>Pulse-Amplitude Modulation</i>
PC	Computador Pessoal
PCI	Placa de Circuito Impresso
PMUT	Transdutores Ultrassônicos Piezoelétricos Microusinados
PRF	Frequência de Repetição do Pulso
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
Q	Quadratura
R	<i>Receiver</i>
RA	Resolução Axial

RC	Resistor-Capacitor
RF	Radiofrequência
ROI	Região de Interesse
RTZ	Retorno para Zero
RX	Recepção
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SNR	Relação Sinal-Ruído
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
TBP	Produto de Largura de Banda Pelo Tempo
TX	Transmissão
US	Ultrassom
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
VCA	<i>Variable Controlled Amplifier</i>
VHDL	<i>Very-High-Speed Integrated Circuit HDL</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Notações

B	Fator de largura de banda do envelope Gaussiano
BW_{abs}	Largura de banda absoluta
BW_{rel}	Largura de banda relativa
c	Velocidade de propagação da onda acústica no meio
d	Distância percorrida pela onda acústica
$deg(n)$	Amostra <i>PWM</i> em degrau
$E(t)$	Envoltória de uma linha de eco de ultrassom
f_0	Frequência inicial
f_1	Frequência final
f_c	Frequência central
F_m	Maior frequência de um sinal a ser amostrado
f_{PAM}	Frequência de transmissão dos sinais de modulação por amplitude de pulso
f_s	Frequência de amostragem
\vec{f}	Densidade de força
I	Intensidade da onda acústica
I_0	Intensidade inicial da onda acústica
$IA(n)$	Sinais lógicos em fase <i>PWM</i> para geração da forma de onda arbitrária do canal A
$IB(n)$	Sinais lógicos em fase <i>PWM</i> para geração da forma de onda arbitrária do canal B
$i_{pico}(n)$	Sinais de pico em fase
$i(n)$	Sinais correspondente de $i(t)$ discretos no tempo
$I(n)$	Sinais finais em fase
i_p	Degrau de referência do semiciclo do sinal em fase
$i_{ref}(n)$	Sinais de referência em fase
$i(t)$	Sinais em fase contínuos no tempo
\vec{I}	Intensidade acústica média do pulso de excitação
n	Número de ciclos do pulso ultrassônico
N	Número total de amostras
$pwm_i(n)$	Sinal <i>PWM</i> de comparação em fase
$pwm_q(n)$	Sinal <i>PWM</i> de comparação em quadratura
$QA(n)$	Sinais lógicos em quadratura <i>PWM</i> para geração da forma de onda arbitrária do canal A
$QB(n)$	Sinais lógicos em quadratura <i>PWM</i> para geração da forma de onda arbitrária do canal B

$q(n)$	Sinais correspondentes de $q(t)$ discretos no tempo
$Q(n)$	Sinais finais em quadratura
q_p	Degrau de referência do semiciclo do sinal em quadratura
$q_{pico}(n)$	Sinais de pico em quadratura
$q_{ref}(n)$	Sinais de referência em quadratura
$q(t)$	Sinal em quadratura contínuo no tempo
t	Tempo decorrido
T	Tempo que leva para varrer f_0 a f_1
V_c	Tensão de controle de ganho
$x_{pico}(n)$	Posição dos picos para comparação dos sinais em fase e quadratura
$x_{pico_i}(n)$	Posições dos picos positivos dos semiciclos
$x_{pico_q}(n)$	Posições dos picos negativos dos semiciclos
$x(t)$	Sinal <i>Chirp</i> com modulação de frequência linear
z	Dimensão axial
Z	Impedância acústica
α	Coefficiente de atenuação em dB/cm
Δz	Varição de distância axial
λ	Comprimento de onda
ϕ_0	fase inicial
ρ	Densidade do meio
σ	Desvio padrão da distribuição Gaussiana

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Objetivos	16
1.1.1	Objetivos específicos	16
1.2	Estrutura do trabalho	16
2	REFERENCIAL TEÓRICO	17
2.1	Princípio da geração de sinais por ultrassom modo pulso-eco	17
2.1.1	Atenuação	18
2.2	Circuitos geradores de excitação ultrassônica	21
2.2.1	Pulsadores unipolares	21
2.2.2	Pulsadores bipolares	22
2.2.3	Pulsadores multinível	23
2.2.4	Gerador de forma de onda arbitrária de ultrassom	24
3	MATERIAIS E MÉTODOS	26
3.1	Especificação de requisitos	26
3.2	Módulo de controle e aquisição baseado em FPGA (<i>Beamformer</i> Digital)	28
3.3	Placa impressa dedicada <i>front-end</i> ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX	29
3.3.1	Módulo de Transmissão	30
3.3.2	Módulo de Recepção	31
3.3.2.1	Circuito de proteção na recepção T/R <i>switch</i> e amplificação	32
3.3.2.2	Circuito Conversor Analógico-Digital (ADC)	33
3.4	Equipamentos e material utilizados nos testes de avaliação do sistema pulso-eco	34
3.4.1	<i>Phantom</i> de ultrassom utilizado nos testes de avaliação do sistema	35
3.4.2	Transdutores de ultrassom	36
3.5	Softwares utilizados	37
3.5.1	Opções de configuração do sistema	38
3.5.2	Interface gráfica de usuário	38
3.6	Sequência de testes para avaliação do sistema	41
3.7	Determinação dos canais PWM em fase e quadratura	43
3.8	Análise dos resultados de aquisição de sinais de RF	45

4	RESULTADOS	47
4.1	Caracterização do módulo de Recepção	47
4.2	Caracterização do módulo de Transmissão	49
4.2.1	Avaliação da funcionalidade de controle de fase	50
4.2.2	Avaliação da funcionalidade de controle da amplitude de apodização	52
4.2.3	Avaliação de ECS e ECC com carga RC	54
4.3	Resultados experimentais de aquisição de sinais com <i>phantom</i>	59
4.3.1	Avaliação do sistema utilizando o <i>phantom</i> de propósito geral Fluke	60
5	DISCUSSÃO	63
6	CONCLUSÃO	67
6.1	Sugestões de trabalhos futuros	67
	REFERÊNCIAS	69
	APÊNDICE A CIRCUITO ESQUEMÁTICO COMPLETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX	77
	APÊNDICE B RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DA GUI <i>ULTRASOUND MULTILEVEL PWM P/R</i> PARA ECS COM FREQUÊNCIA CENTRAL DE 5 MHZ, DURAÇÃO DE 3 CICLOS E JANELAMENTO HANNING	83
	APÊNDICE C RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DA GUI <i>ULTRASOUND MULTILEVEL PWM P/R</i> PARA ECC COM FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 5 ± 2 MHZ, DURAÇÃO DE $5\mu\text{S}$ E JANELAMENTO TUKEY COM FATOR DE 0,25	85

1 INTRODUÇÃO

A ultrassonografia é uma modalidade de imagem bem estabelecida e amplamente utilizada para o auxílio ao diagnóstico médico, com recursos não invasivos, não ionizantes, de baixo custo e com capacidade de prover imagens em tempo real (FISH; FISH, 1990; SHUNG, 2005; HEDRICK; HYKES; STARCHMAN, 2005; DUC; KESERCI, 2019; KIM *et al.*, 2020). Os principais parâmetros que determinam a qualidade da imagem de Ultrassom (US) são a resolução espacial – lateral e axial – e a profundidade de penetração do feixe acústico (ZANDER *et al.*, 2020; KANG; LEE; CHANG, 2021).

A maioria dos sistemas de US pulso-eco para auxílio ao diagnóstico médico operam em uma faixa de frequência típica de excitação entre 2 MHz e 20 MHz para otimizar a resolução espacial e a qualidade das imagens (JENSEN, 2007; ALBANO *et al.*, 2020). No entanto, a capacidade de penetração da onda acústica é limitada devido à atenuação das ondas sonoras, que é fortemente dependente da frequência, acarretando uma relação de compromisso entre os dois parâmetros (QIU *et al.*, 2012a). Dessa forma, novas estratégias de hardware e software são desenvolvidas para melhorar a qualidade das imagens geradas e, conseqüentemente, possibilitar o diagnóstico médico mais assertivo (ZHOU; HOSSACK, 2003; TORTOLI; JENSEN, 2006; SANIIE; ORUKLU, 2012; ODDO *et al.*, 2017; BONI *et al.*, 2018; MAZIERLI *et al.*, 2021).

A resolução axial adequada para imagens por US é normalmente obtida com um pulso curto de Transmissão (TX) (BROWN; LOCKWOOD, 2002), tipicamente inferior a 1 μ s e com perfil Gaussiano, gerado pela técnica de Excitação Convencional Senoidal (ECS) (CONTIERI *et al.*, 2022), que causa uma Relação Sinal-Ruído (SNR) limitada (JENSEN, 2007; ASSEF, 2013; YOON *et al.*, 2013). A SNR pode ser melhorada aumentando a duração do pulso ou a amplitude do pulso de TX. Porém, um pulso de TX longo degrada a resolução axial, gerando lóbulos laterais temporais, adjacentes ao lóbulo central, que podem produzir falsos artefatos na imagem. Por outro lado, a TX de alta tensão é limitada por razões de segurança (O'BRIEN *et al.*, 2002; ABRAMOWICZ, 2002; CHURCH; LABUDA; NIGHTINGALE, 2015; MACHADO, 2017; NETO, 2019).

Nas últimas décadas vêm ocorrendo avanços importantes para melhorar a SNR sem sacrificar a qualidade da imagem. Entre várias abordagens, a excitação codificada demonstrou um aumento considerável na SNR sem diminuir a qualidade da imagem usando pulsos do Produto de Largura de Banda Pelo Tempo (TBP) e compressão de pulso (O'DONNELL, 1992; CHIAO; HAO, 2005; MISARIDIS; JENSEN, 2005a; MISARIDIS; JENSEN, 2005b; MISARIDIS; JENSEN, 2005c; QIU *et al.*, 2016; MACHADO, 2017; GARCIA, 2020). Sabendo-se que a largura de banda do sinal de excitação é inversamente proporcional à duração do pulso, a TBP tem relação direta com a resolução axial. Conforme Yoon *et al.* (2013), a ECS possui uma TBP próxima do valor unitário. Para se obter uma SNR elevada e ao mesmo tempo manter ou até melhorar a resolução axial, a TBP precisa ser aumentada, o que pode ser obtido com a utilização de excitações codificadas (MISARIDIS *et al.*, 2000).

Na excitação codificada, para melhorar a SNR, pulsos longos especialmente codificados com altos valores de TBP, como sequências Golay, Barker, *chirp* (LIU; INSANA, 2005; NOWICKI *et al.*, 2006; QIU *et al.*, 2012b), e Huffman (POLPETTA; BANELLI, 2012), são efetivamente comprimidos em um pulso curto para manter a Resolução Axial (RA), principalmente em Região de Interesse (ROI) mais profunda. Dos vários pulsos de alta TBP, a Excitação *Chirp* Codificada (ECC) é a mais empregada e difundida na literatura científica, pois pode maximizar a eficiência da potência de transmissão combinando sua largura de banda com o espectro de frequência de um transdutor de US (CHIAO; HAO, 2005; MACHADO, 2017). Além disso, conforme discutido por Wang *et al.* (2020), apresenta flexibilidade para implementação em sistemas comerciais convencionais de US sem a necessidade de alterações de hardware (WANG *et al.*, 2020; ASSEF *et al.*, 2022).

Para desenvolver e avaliar técnicas inovadoras de excitação ultrassônica é necessário acessar parâmetros de controle dos módulos de TX e Recepção (RX) que, geralmente, não estão disponíveis em equipamentos comerciais de imagem por US. Para enfrentar esse desafio, novas plataformas abertas, reconfiguráveis e flexíveis para pesquisa têm sido propostas e desenvolvidas com a capacidade de gerar sinais complexos de excitação, bem como acesso aos dados brutos de Radiofrequência (RF) e da cadeia de processamento do US (JENSEN *et al.*, 2005; ASSEF; MAIA; COSTA, 2015; BONI *et al.*, 2016; OZUM *et al.*, 2017; GARCIA, 2020; DEZOTTI *et al.*, 2021; ASSEF *et al.*, 2022).

Em específico, o módulo de TX, também denominado de *beamformer* de TX, é um dos principais componentes de um sistema de US, sendo responsável pela formação do feixe acústico de investigação do meio. Esse módulo gera os pulsos elétricos de alta tensão para excitar adequadamente os elementos transdutores. Tipicamente, são utilizados pulsos de excitação unipolar, bipolar de trem de pulsos e, mais recentemente, multinível em alta frequência, sendo o último controlado pelo circuito Gerador de Forma de Onda Arbitrária (GFOA) de US (JENSEN *et al.*, 2005; RICCI *et al.*, 2007; ASSEF *et al.*, 2009; ASSEF; MAIA; COSTA, 2015; OZUM *et al.*, 2017; ROTHBERG *et al.*, 2021). Para atender a esta necessidade, sistemas reconfiguráveis baseados em dispositivos *Field Programmable Gate Array* (FPGA) têm sido usados para controlar o módulo GFOA, por exemplo, os drivers de fonte de formação de feixe de alta velocidade MD2131 (MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2018) e o MD2134 (MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2020). O primeiro utiliza a técnica de *Pulse Width Modulation* (PWM) e o segundo a técnica *Pulse-Amplitude Modulation* (PAM) para geração das formas de onda de excitação.

Nesta dissertação são apresentados o desenvolvimento e os resultados de avaliação de um sistema pulso-eco baseado em FPGA e completamente reprogramável por computador para atividades de pesquisa envolvendo a otimização da qualidade de sinais e imagens por US. No projeto, foi adotado o chip MD2131 como módulo GFOA para geração dos sinais de ECS e ECC, além de circuitos integrados de alto desempenho para possibilitar a aquisição de dados brutos de US, necessários para as etapas seguintes de pós-processamento em computador.

1.1 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho foi implementar um sistema reconfigurável, aberto e totalmente flexível para atividades de pesquisa do US, composto por um computador com uma *Graphical User Interface* (GUI), um kit comercial de FPGA para controle dos sinais de excitação e aquisição de dados brutos, e uma placa proprietária *front-end* GFOA para transmissão e recepção de pulsos ultrassônicos a partir das técnicas de ECS e ECC utilizando o chip *beam-former* MD2131.

1.1.1 Objetivos específicos

Em conjunto com o objetivo principal, este trabalho apresenta os seguintes objetivos específicos:

- a) Modificar a Placa de Circuito Impresso (PCI) ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX mono-canal pulso-eco, desenvolvida pelo Grupo de Ultrassom da UTFPR (MEDEIROS, 2022), para pesquisa de ECS e ECC utilizando a técnica PWM;
- b) Implementar os algoritmos em Linguagem de Descrição de Hardware (HDL) e C para controle e transferência de dados do sistema proposto;
- c) Desenvolver a GUI para simulação de formas de onda de excitação e configuração dos parâmetros de controle do MD2131, com capacidade de configuração adicional do MD2134, transferência de dados e apresentação de resultados;
- d) Caracterizar os módulos de TX e RX propostos com carga de teste Resistor-Capacitor (RC) equivalente e transdutores mono elementos de US;
- e) Avaliar o sistema desenvolvido com *phantom* (corpo de prova) de US;
- f) Comparar os resultados do projeto com trabalhos apresentados na literatura científica.

1.2 Estrutura do trabalho

Esta dissertação está organizada em 6 capítulos: Introdução, Referencial Teórico, Materiais e Métodos, Resultados, Discussão e Conclusão. O capítulo 1 apresenta a introdução e os objetivos deste trabalho. No capítulo 2 são abordados os fundamentos teóricos pesquisados para o desenvolvimento da pesquisa como os princípios de geração de sinais de US. No capítulo 3 são apresentados o material e os métodos utilizados para o desenvolvimento e avaliação do sistema GFOA monocanal modo pulso-eco. No capítulo 4 são mostrados os resultados experimentais de caracterização e desempenho do sistema, que são discutidos no capítulo 5. No capítulo 6 são apresentadas as conclusões da pesquisa e as propostas de trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo são abordados os princípios teóricos relacionados ao desenvolvimento deste trabalho de pesquisa. São apresentados os principais fundamentos sobre geração e processamento de sinais por US em Modo Amplitude (A), circuitos geradores de excitação ultrassônica.

2.1 Princípio da geração de sinais por ultrassom modo pulso-eco

Um dos principais componentes que compõem um sistema pulso-eco para formação de imagens por US é o transdutor. Os transdutores de US são responsáveis pela TX e RX dos sinais ultrassônicos, sendo comumente compostos de cerâmicas piezoelétricas ¹ (SHUNG, 2005; SHUNG; SUN; SANGKATUMVONG, 2006; LI *et al.*, 2022), além das técnicas recentes baseadas em Sistemas Microeletromecânicos (MEMS), Transdutor de Ultrassom Capacitivo Microusinado (CMUT) e Transdutores Ultrassônicos Piezoelétricos Microusinados (PMUT) para aplicações médicas (SCHAIJK, 2018; NAZEMI *et al.*, 2020).

Durante a investigação do meio biológico utilizando o US, um pulso elétrico de alta tensão, normalmente entre 40 e 60 V, excita o transdutor, que converte o sinal elétrico em mecânico. Esse sinal se propaga no meio e as ondas ultrassônicas refletidas e retroespalhadas, nas interfaces entre as regiões com características acústicas diferentes, são capturadas pelo mesmo transdutor. Dessa vez, ocorre a conversão no sentido contrário, em que o sinal mecânico é convertido em sinal elétrico, gerando os ecos de US, denominados na literatura científica de sinais brutos de RF (YOUNG; DYSON, 1990; FISH; FISH, 1990; HEDRICK; HYKES; STARCHMAN, 2005; JENSEN, 2007).

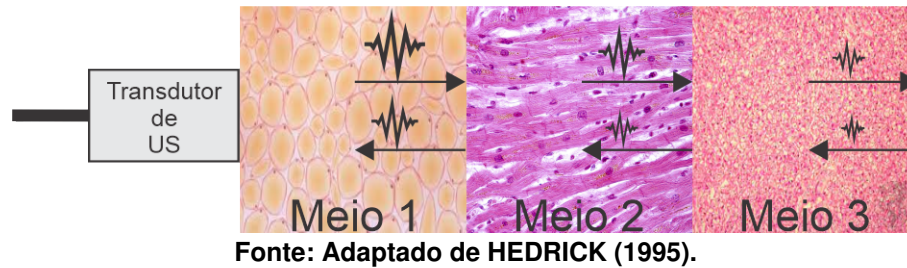
Quando a onda se propaga através de meios com diferentes impedâncias acústicas, as ondas ultrassônicas podem sofrer reflexão ou refração, como ilustrado na Figura 1, que geram alterações na sua intensidade, direção e velocidade de propagação. A reflexão representa uma parte do sinal que retornará com sentido contrário ao incidente e com a mesma velocidade inicial. Já a refração é a parte do sinal que continuará se propagando no novo meio, com o mesmo sentido da onda incidente, porém com velocidade alterada, dependente do meio (HEDRICK, 1995; SHUNG, 2005).

A impedância acústica, representada pela letra Z , é característica do meio de propagação, representando a oposição à vibração de suas partículas frente à passagem de ondas ultrassônicas (WELLS, 1977; CHRISTENSEN, 1988; WEBSTER, 1998). A impedância acústica Z pode ser calculada pela Equação 1, em que ρ é a densidade do meio.

$$Z = c\rho \quad (1)$$

¹ O efeito piezoelétrico ocorre em materiais que sofrem uma deformação mecânica ao serem excitados por tensões elétricas, e vice-versa (YOUNG; DYSON, 1990).

Figura 1 – Onda ultrassônica se deslocando através de três meios.



As linhas de RF obtidas em Modo A (ou inspeção) devido às ondas refletidas e espalhadas nas interfaces dos meios com diferentes impedâncias acústicas, transportam informações sobre a posição e densidade dos objetos refletores, também denominados espalhadores (HEDRICK, 1995). Na Figura 2 é ilustrado esse princípio, a partir de um transdutor monoelemento, na formação de uma linha de varredura em Modo A. Conhecendo-se c , é possível calcular a profundidade d de cada objeto refletor no eixo axial z e o tempo decorrido t entre a aplicação do pulso de excitação e a captura do eco na recepção, expresso pela Equação 2. No modo pulso-eco, o espaço percorrido equivale a duas vezes a distância entre a face do transdutor e o objeto alvo, o que explica a divisão por 2 (CHRISTENSEN, 1988; HEDRICK, 1995).

$$d = \frac{ct}{2} \quad (2)$$

Em uma exibição em Modo Brilho (B), a amplitude do eco é usada para modular a intensidade do feixe eletrônico do monitor de vídeo. Portanto, a amplitude do eco é representada pelo brilho ou nível de cinza na tela. A Figura 2(b) mostra uma exibição em Modo B da linha A mostrada na Figura 2(a). Cada quadrado na Figura 2(b) representa um pixel da tela do monitor onde o brilho é proporcional à amplitude do eco.

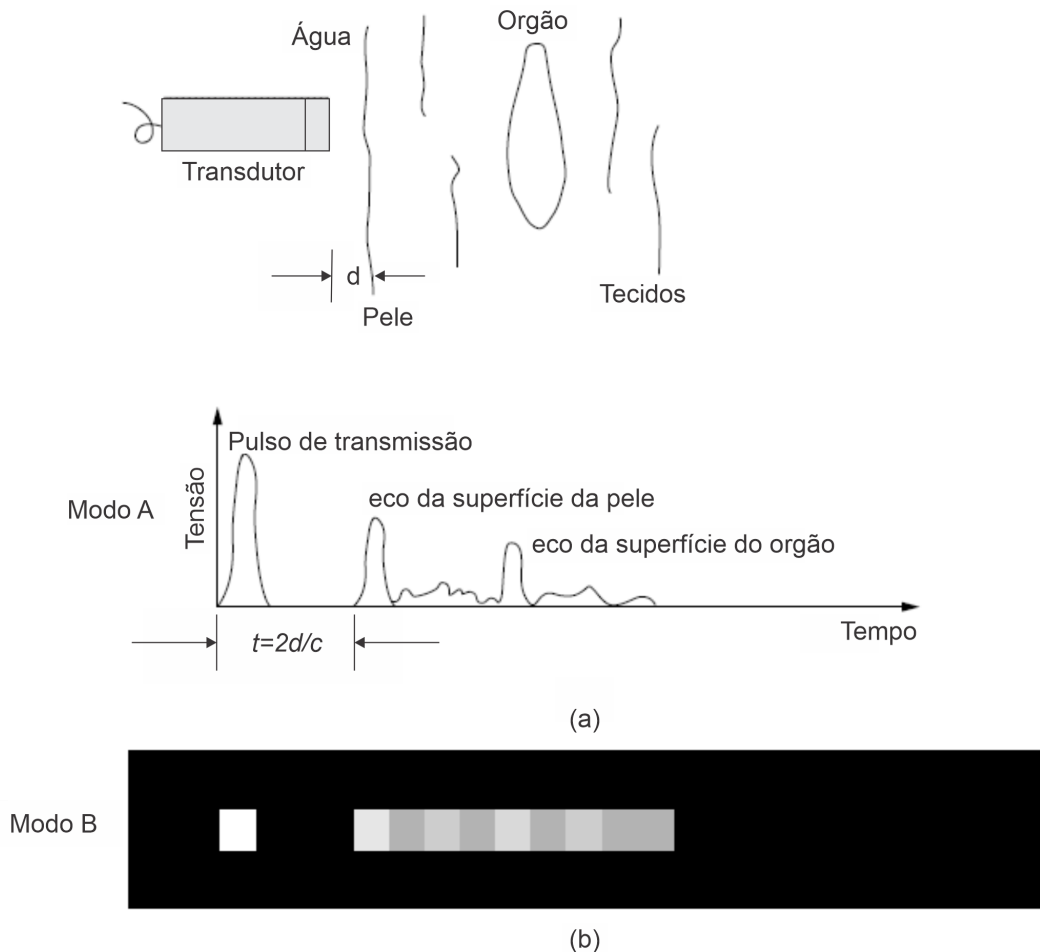
2.1.1 Atenuação

A atenuação dos sinais de US ocorre durante a propagação da onda de pressão sonora e corresponde ao decréscimo da intensidade do sinal em função da distância da fonte sonora. Isto ocorre devido a fatores geométricos (dimensões da fonte sonora, comprimento da onda, presença de superfícies refletoras, etc.) e por mecanismos de absorção (viscosidade de meio, tempo de relaxação para as moléculas retornarem às suas posições, etc.), em que parte da energia absorvida é convertida em calor.

É possível determinar a atenuação da intensidade da onda acústica, que é fortemente dependente da frequência do sinal gerado pelo transdutor e da profundidade da ROI. Segundo Okuno, Caldas e Chow (1986), essa perda de energia pode ser expressa pelo decréscimo exponencial da intensidade I de um sinal, conforme a Equação 3:

$$I = I_0 e^{-\alpha d}, \quad (3)$$

Figura 2 – (a) Exibição em Modo A de ecos retroespalhados em função do tempo para a imagem mostrada na parte superior da figura. (b) Exibição em Modo B de (a) na qual a amplitude do eco em cada pixel é representada pelo nível da escala cinza (pixels mais claros representam ecos com maior amplitude). Cada quadrado em (b) denota um pixel da tela.



Fonte: Adaptado de SHUNG (2005).

em que I_0 é a intensidade inicial em $z = 0$, α é o coeficiente de atenuação em dB/cm e d representa a distância percorrida pela onda acústica. Na Tabela 1 é exemplificado o valor da Z de diversos meios, assim como seus valores padrões de referência de ρ , c , α e a dependência de α com a frequência da onda acústica (BRONZINO, 1986; YOUNG; DYSON, 1990). De forma complementar, na Figura 3 é apresentado o coeficiente de atenuação em alguns tecidos de acordo com a variação da frequência da onda acústica.

Os dois modos de imagem mais comumente encontrados em equipamentos de US são o Modo A e o B (JONVEAUX *et al.*, 2022). Os modos de imagem para avaliação de fluxo sanguíneo Doppler em tempo real (Doppler colorido, Doppler de potência, Doppler espectral e Doppler de onda contínua) estão além do escopo deste trabalho, que se concentra em métodos de imagem mais simples, descritos a seguir:

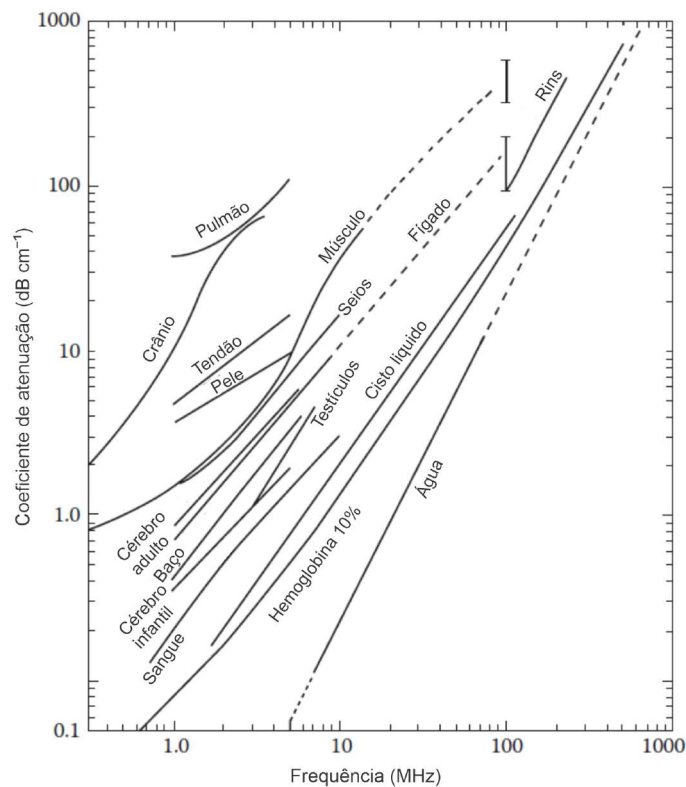
Tabela 1 – Exemplos de características ultrassônicas de materiais.

Material	Velocidade do som c [m/s]	Densidade ρ [Kg/m ³]	Impedância Z [kg/m ² s]10 ⁶	Coefficiente de Atenuação a 1 MHz α [dB/cm]	Dependência de α com f f^b
Água	1520	1000	1,52	0,002	f^2
Ar	330	1,2	0,0004	12	f^2
Alumínio	6300	2700	17	0,018	f
Gordura	1460-1470	920	1,34-1,35	0,6	f
Músculo	1540-1630	1070	1,65-1,74	1,5-2,5	f
Osso	2700-4100	1380-1810	3,7-7,4	10	$f^{1,5}$
Polietileno	2000	920	1,84	-	-
Pulmão	650	400	0,26	40	$f^{0,6}$
PZT	4000	7700	30,8	-	-
Sangue	1530	1060	1,6	0,1	$f^{1,3}$

Fonte: Adaptado de BRONZINO (1986).

- Modo A: nesse modo é exibida a amplitude direta dos ecos de RF recebidos como uma função do tempo, sendo gerada uma imagem Unidimensional (1D). O Modo A é uma das etapas de reconstrução para geração de imagens no Modo B (SHUNG, 2005).

Figura 3 – Coeficientes de atenuação em alguns tecidos conforme a variação da frequência da onda acústica.



Fonte: Adaptado de WEBB (2012).

- Modo B: esse modo permite a reconstrução de uma imagem Bidimensional (2D), que é a forma mais comum de imagem por US. O envelope do sinal gravado é representado em um mapa de escala de cinza 2D, em que cada elemento da imagem (*pixel*) recebe um tom diferente de cinza em escala logarítmica. Esse processo é chamado de compressão logarítmica. Quanto maior a intensidade do eco, mais brilhante será a imagem reconstruída, isto é, mais próximo da cor branca. As imagens produzidas no Modo B são geralmente obtidas por transdutores matriciais lineares, convexo e *phase-array* com frequência central entre 3 MHz e 10 MHz, podendo alcançar a profundidade de até 18 cm com campo de visão de 40° (HEDRICK; HYKES; STARCHMAN, 2005; LAUGIER; HAÏAT, 2011; HOSKINS; MARTIN; THRUSH, 2019; JONVEAUX *et al.*, 2022).

2.2 Circuitos geradores de excitação ultrassônica

Os circuitos geradores de pulso de excitação, também denominados pulsadores de US, representam um módulo fundamental para qualidade da imagem. Esses circuitos devem ser capazes de gerar pulsos de curta, média e longa duração necessários para as diferentes técnicas de imageamento (SHUNG, 2005; HEDRICK; HYKES; STARCHMAN, 2005; PATEY; CORCORAN, 2021). Esse segmento é representado por módulos eletrônicos que têm a função de enviar pulsos elétricos de alta tensão para excitação dos elementos transdutores. Tipicamente, quatro topologias são utilizadas para essa finalidade: pulsadores unipolares, pulsadores bipolares, excitação multinível e forma de onda arbitrária de US (QIU *et al.*, 2012b; ASSEF *et al.*, 2012). Nas subseções a seguir são descritas essas topologias e apresentados exemplos de componentes comerciais do portfólio da empresa Microchip Technology Inc. Entretanto, existem diversos fabricantes de componentes para aplicações de US médico e industrial, por exemplo, Texas Instruments Inc., STMicroelectronics, Analog Devices Inc., entre outros.

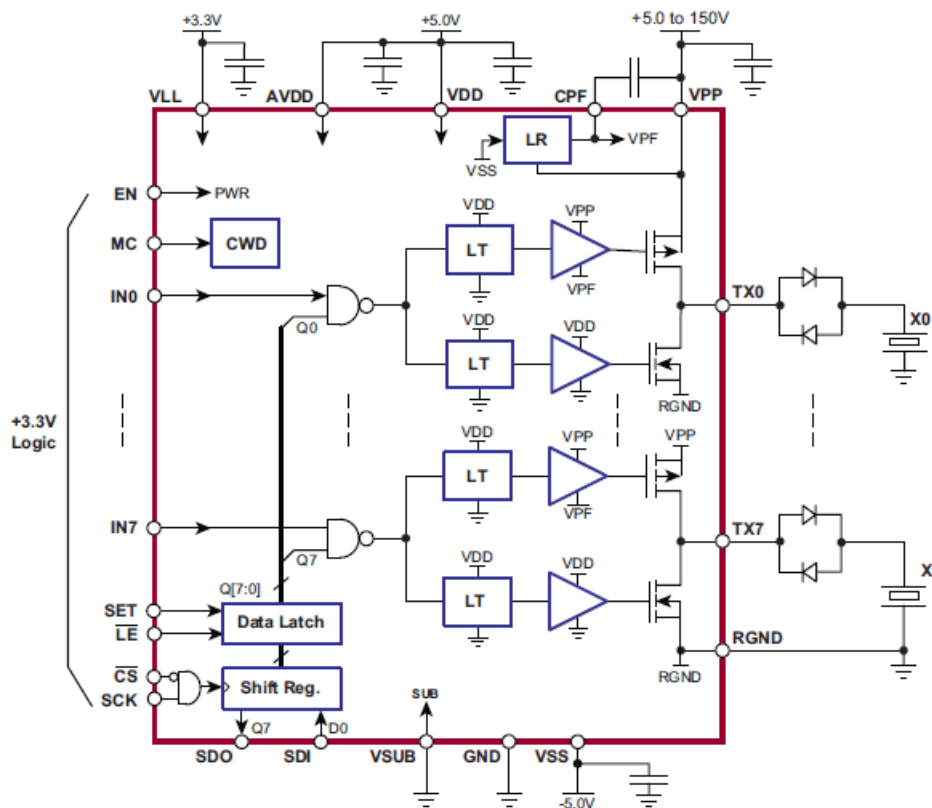
2.2.1 Pulsadores unipolares

Os circuitos pulsadores unipolares de *High Voltage* (HV) são usados com frequência na unidade de TX (BROWN; LOCKWOOD, 2002; HU; ZHOU; SHUNG, 2008). Embora não permitam otimização na qualidade da imagem, novos projetos e implementações têm demonstrado que a técnica pode ser utilizada para novas aplicações, por exemplo, excitação de arranjos lineares de elementos de *High Frequency* (HF) (> 50 MHz), com circuitos mais simples, compactos e de baixo custo (QIU *et al.*, 2012b; CHEN; PERTIJS, 2021).

Um exemplo é o Circuito Integrado (CI) comercial HV7355, apresentado na Figura 4 (MICROCHIP, 2018). O HV7355 é um gerador de pulsos unipolares de HV e *High Speed* (HS) de 8 canais projetado para aplicações médicas do US. O HV7355 consiste em uma interface lógica do controlador do circuito, tradutores de nível, *gate drivers* para *Metal Oxide Semiconductor Fi-*

eld Effect Transistor (MOSFET) e MOSFETs canal P e canal N de alta corrente como o estágio de saída para cada canal. Os estágios de saída de cada canal são projetados para fornecerem correntes de saída de pico de $\pm 1,5$ A para pulsação, quando é inserido um nível lógico alto no terminal MC na Figura 4, com oscilações de até 150 V. Quando é inserido um nível lógico baixo no terminal MC na Figura 4, todos os estágios de saída diminuem a corrente de pico para ± 500 mA para operação em modo *Continuous Wave* (CW) de baixa tensão para economizar energia. O modo CW é utilizado para aplicações de fluxo sanguíneo Doppler (KENNY *et al.*, 2021). Esta topologia de acoplamento direto do *gate driver* não só economiza um capacitor de alta tensão por canal, mas também torna o *layout* da PCI mais fácil.

Figura 4 – Diagrama em bloco funcional do pulsador unipolar comercial HV7355.



Fonte: Adaptado de MICROCHIP (2018).

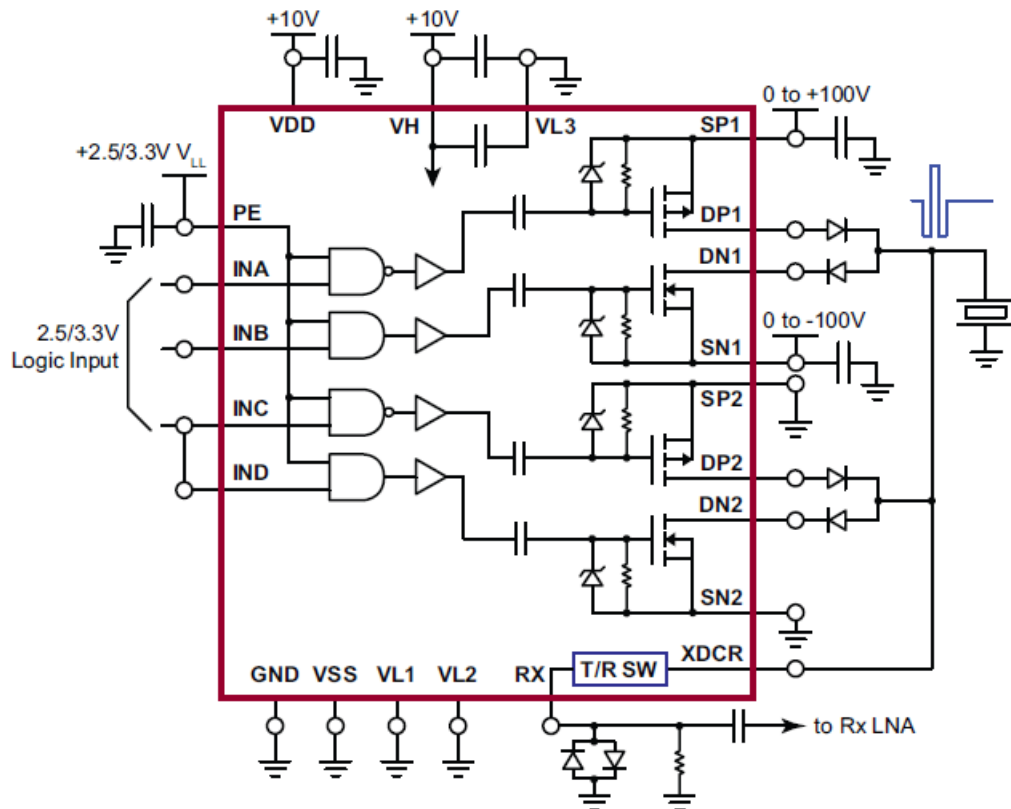
2.2.2 Pulsadores bipolares

Os circuitos pulsadores bipolares de onda quadrada são comumente utilizados para acionar os transdutores nos sistemas comerciais de US e empregam técnicas bem estabelecidas para geração de imagem (BROWN; LOCKWOOD, 2002; BRUNNER, 2002; RICCI *et al.*, 2007; QIU *et al.*, 2012a). Devido à alta tensão aplicada, geralmente até a faixa de ± 100 V, esses circuitos permitem obter uma maior sensibilidade com melhoria na SNR, bem como uma boa

penetração do feixe acústico. Para aplicações Doppler, permitem uma maior eficiência na geração de imagens (XU; YEN; SHUNG, 2007).

Existem diversos pulsadores bipolares comerciais para aplicações do US para área médica e em *Non-Destructive Testing* (NDT). Como exemplo, pode-se citar os CIs HV7360 e HV7361, que podem gerar formas de onda de excitação de 2 e 3 níveis. O HV7360 e o HV7361 são pulsadores de HV e HS com retorno rápido de amortecimento a zero embutido usando MOSFETs. A versão HV7361 apresenta uma característica adicional com dois terminais integrados de T/R *switch* de baixo ruído, conforme ilustrado na Figura 5. Ambos os CIs são compostos por circuitos de interface do controlador lógico, conversores de nível e *gate drivers* para MOSFET. Também possuem MOSFETs canal P e canal N de HV como o estágio de saída. As correntes de saída de pico de cada canal podem fornecer $\pm 2,5$ A com até ± 100 V de amplitude de oscilação de pulso (MICROCHIP, 2016).

Figura 5 – Diagrama em bloco funcional do pulsador bipolar comercial HV7361 que possui T/R switch integrado.



Fonte: Adaptado de MICROCHIP (2016).

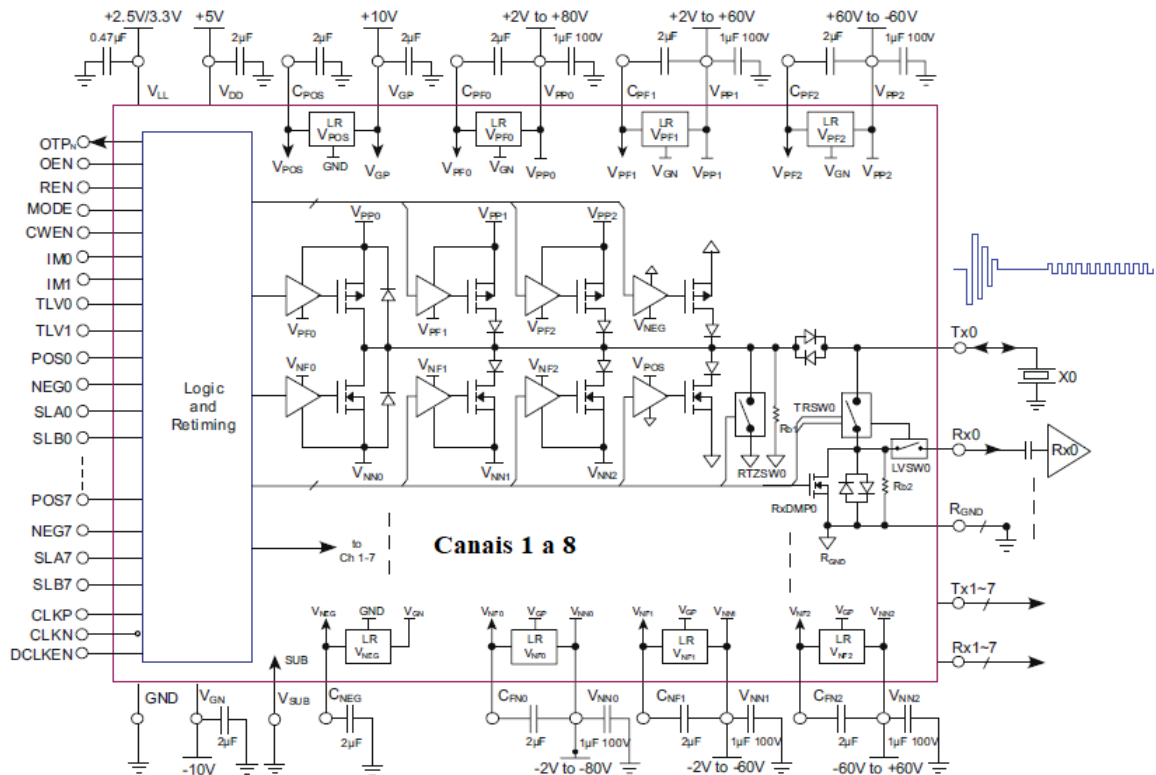
2.2.3 Pulsadores multinível

Circuitos pulsadores mais complexos e com múltiplas fontes de alimentação permitem a geração de pulsos bipolares multiníveis de HV, com formas de onda com melhores características para otimizar a qualidade da imagem (RICCI *et al.*, 2007). Nessa topologia, são utilizados

drivers de US multicanais com elevada integração, que operam em HS, e possuem entradas lógicas para controle individual dos canais de excitação. As interfaces de saída consistem de *drivers* de corrente para excitar o respectivo par complementar de MOSFETs de HV.

Um exemplo de pulsador multinível é o CI HV7322, apresentado no diagrama em blocos da Figura 6 (MICROCHIP, 2017). O HV7322 é um pulsador de 8 canais adequado para gerar sinais de HV de 5 níveis ou pseudo 7 níveis. A etapa de saída do HV7322 possui sete diferentes níveis: $V_{PP0,1,2}$, $V_{NN0,1,2}$ e GND. A saída dos transistores MOSFETs pode prover correntes de até ± 2 A com tensão máxima de ± 80 V. Adicionalmente, existe o comando para aplicações de baixa tensão no Modo Doppler CW para diminuir a dissipação no chip, além de chaves dedicadas de Retorno para Zero (RTZ) de 160Ω para minimizar o ruído de RX.

Figura 6 – Diagrama em blocos do pulsador multinível HV7322.



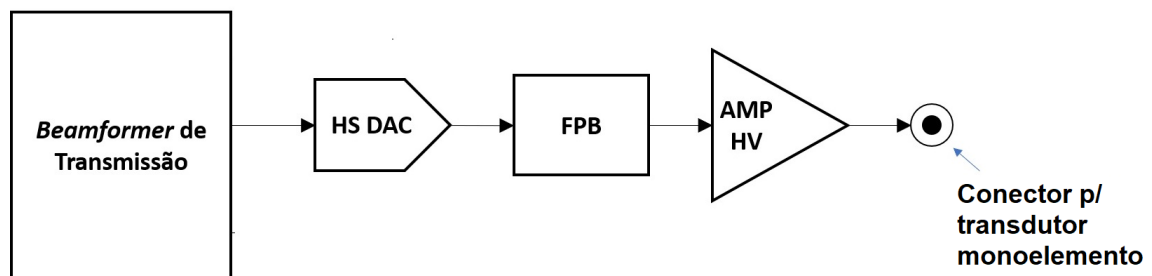
Fonte: Adaptado de MICROCHIP (2017).

2.2.4 Gerador de forma de onda arbitrária de ultrassom

O estado da arte na forma de TX ultrassônica é a geração de formas de onda complexas utilizando Geradores de Forma de Onda Arbitrária (GFOA), tipicamente controlados por Circuito Integrado de Aplicação Específica (ASIC) analógicos/digitais e, mais recentemente, FPGA (ASSEF *et al.*, 2013; KACZKOWSKI, 2016; MAZIERLI *et al.*, 2021; ASSEF *et al.*, 2022; CONTIERI *et al.*, 2022).

Conforme exemplificado no diagrama em blocos na Figura 7, nestes circuitos pulsadores o módulo TX *beamformer* gera o controle digital com elevada taxa de comunicação (> 20 MHz) para otimizar a qualidade da imagem (RICCI *et al.*, 2007; OLYMPUS, 2007; ASSEF *et al.*, 2013). Cada canal utiliza um Conversor Digital-Analógico (DAC) de HS para converter a forma de onda discretizada para um sinal analógico, que é aplicado ao Filtro Passa-Baixa (FPB) para eliminar a HF de chaveamento. O sinal filtrado é amplificado com controle linear de HV para excitação dos elementos transdutores (JENSEN *et al.*, 2005; ASSEF *et al.*, 2012). Essa técnica de TX é geralmente reservada para os sistemas mais avançados, pois necessita de *drivers* mais complexos e com maior consumo de potência, conseqüentemente, menos portáteis (SCAMPINI, 2010; MAZIERLI *et al.*, 2021).

Figura 7 – Diagrama em blocos de uma transmissão *beamformer* gerador de forma de onda arbitrária monocanal.



Fonte: Adaptado de ASSEF *et al.* (2012).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

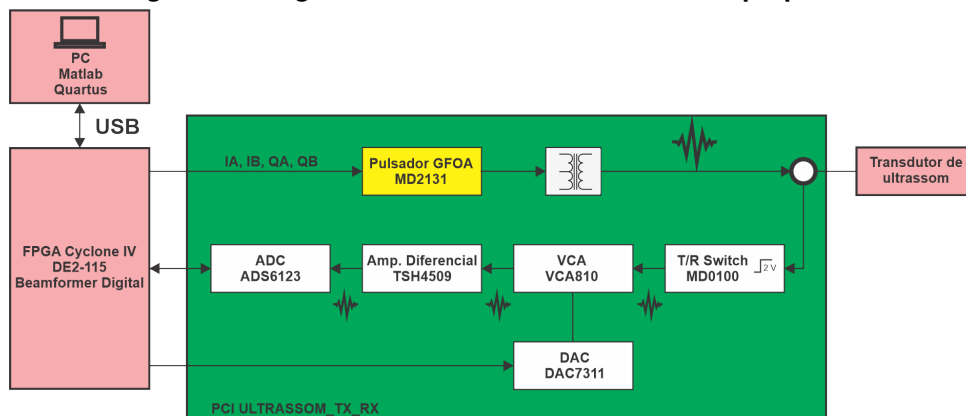
Neste capítulo são apresentadas a descrição do material e os métodos aplicados para o desenvolvimento e avaliação do sistema pulsador monocanal com excitação multinível GFOA para pesquisa do imageamento por US usando a modulação PWM.

3.1 Especificação de requisitos

A implementação do sistema desenvolvido seguiu a especificação de requisitos mostrada no Quadro 1. Essa especificação contém as definições dos parâmetros de TX necessários à geração das formas de ondas arbitrárias de ECS e ECC de US usando a técnica de modulação PWM, além da aquisição de dados brutos de RF para pós-processamento em um Computador Pessoal (PC). Além disso, foram definidas as interfaces físicas para configuração, controle e apresentação dos dados do sistema *beamforming* baseado em FPGA. Essa especificação levou em conta os comandos de um sistema *Pulser (P)/Receiver (R)* desenvolvido previamente pelo Grupo de Ultrassom da UTFPR, que utilizou o chip MD2134 através da técnica PAM (MEDEIROS *et al.*, 2021; MEDEIROS, 2022; ASSEF *et al.*, 2022).

Na Figura 8 é apresentado o diagrama em blocos do sistema GFOA pulso-eco monocanal e o arranjo experimental utilizado para avaliação deste trabalho. Essa estrutura consiste em um PC com a GUI desenvolvida no Matlab, o kit de FPGA DE2-115 (Terasic Inc., Taiwan), a PCI ULTRASSOM_TX_RX, que contém o módulo GFOA, representado pelo CI MD2131, conector para transdutor monoelemento de US e fontes de alimentação de baixa e alta tensão.

Figura 8 – Diagrama em blocos do sistema GFOA proposto.



Fonte: Autoria própria (2023).

O protótipo do sistema completo de US GFOA reconfigurável é mostrado na Figura 9, sendo indicadas as placas DE2-115 e ULTRASSOM_TX_RX, além de um dos transdutores monoelemento utilizados para avaliação do sistema. Os sinais de controle, configuração e aquisição de dados dos CIs MD2131, DAC7311 e ADS6123 são provenientes da placa de FPGA

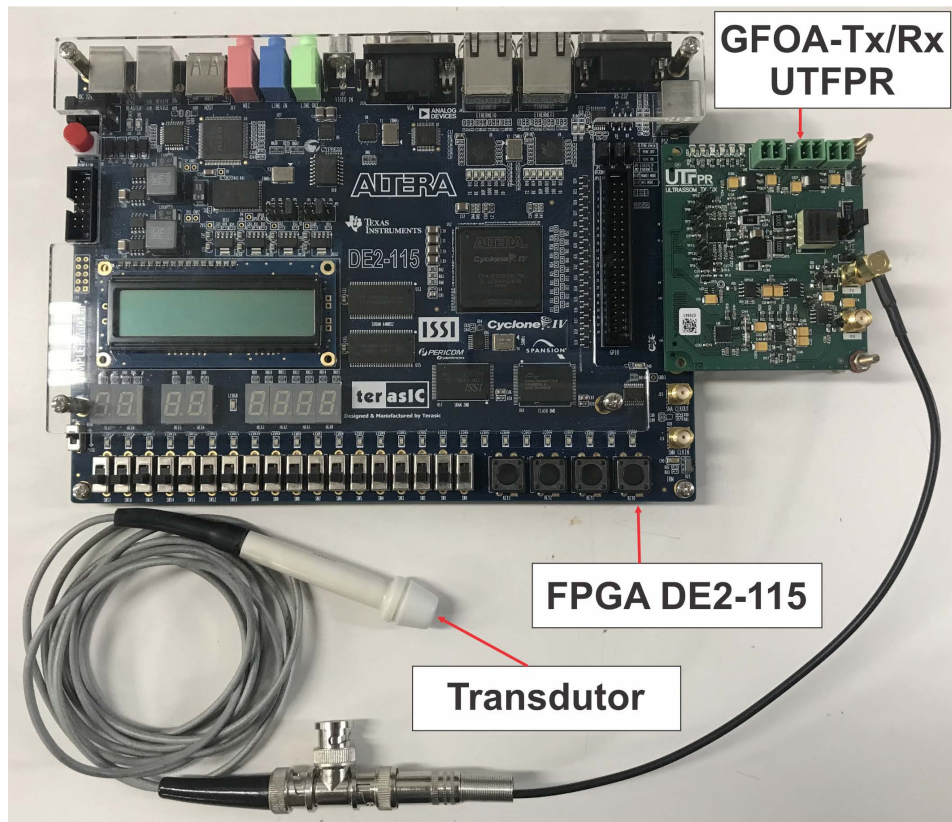
Quadro 1 – Especificação de requisitos do sistema proposto

Item	Especificação
1	Operação pulso-eco em Modo A
2	PCI GFOA para transdutor monoelemento (TX e RX)
3	GUI baseada em <i>script</i> da plataforma Matlab
4	Seleção do pulsador para experimento (MD2131 ou MD2134)
5	Geração dos sinais de controle PWM para o CI MD2131 e PAM para MD2134
6	Frequência central do transdutor selecionável entre 500 kHz e 20 MHz
7	DAC para amplitude de apodização
8	ADC com frequência de amostragem de até 80 MHz e resolução de 12 bits
9	Número de pulsos para ECS entre 3 e 50
10	Duração do pulso de ECC de 5, 10 ou 20 μ s
11	Janelamento Hanning, Hamming, Blackman, Kaiser, Gaussiano, Tukey e Retangular para ECS
12	Janelamento Tukey, Blackman, Lanczos e Gaussiano para ECC
13	Largura de banda para ECC de 400 kHz a 10 MHz
14	Ajuste de fase de 0° a 360° no sinal de excitação PWM (MD2131)
15	Ganho de RX variável entre -40 dB e +40 dB
16	Pulso único ou repetição de pulso com ajuste de 100 Hz, 1 kHz e 5 kHz
17	Inversão de polaridade do sinal de excitação PAM (MD2134)
18	Tensão de excitação entre ± 100 V
19	Comunicação serial para configuração de parâmetros e transferência de dados com PC
20	Controle digital reconfigurável utilizando dispositivo FPGA
21	Conector SMA para entrada de transdutor
22	T/R <i>switch</i> integrado na recepção do eco
23	Operação pulso-eco em Modo A
24	Carga RC para testes de caracterização de forma de onda de saída

Fonte: Autoria própria (2023).

DE2-115 e transmitidos através do conector *High Speed Mezzanine Card* (HSMC) para placa ULTRASSOM_TX_RX com alta taxa de TX (até 320 MHz).

Figura 9 – Sistema completo de ultrassom GFOA reconfigurável.

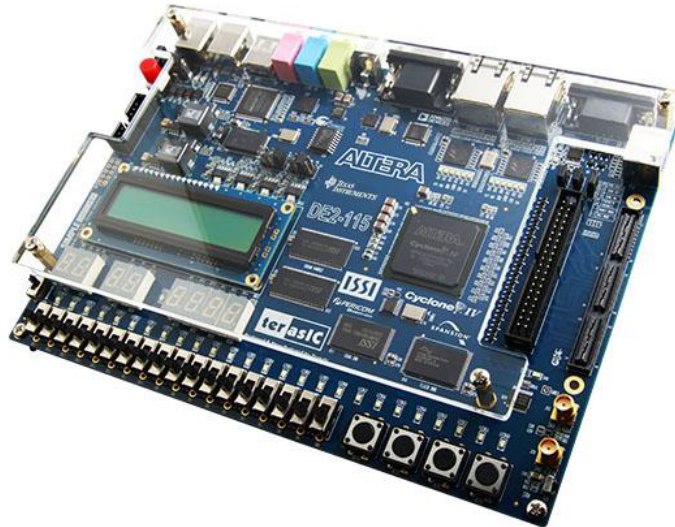


Fonte: Autoria própria (2023).

3.2 Módulo de controle e aquisição baseado em FPGA (*Beamformer Digital*)

A placa educacional e de desenvolvimento de FPGA Altera DE2-115 (Terasic Inc., Taiwan) (Figura 10), foi adotada como módulo *Beamformer Digital* de controle e aquisição de sinais devido às suas características técnicas, que incluem: uma FPGA Cyclone IV EP4CE115 (Intel Corp., EUA), dispositivos de memória, interfaces de entrada e saída e, principalmente, ao conector HSMC de 172 pinos para transferência de sinais digitais de HS (TERASIC INC, 2022). O controle do GFOA pode ser realizado localmente através de botões com as informações sendo mostradas através do *Liquid Crystal Display* (LCD), disponíveis na placa DE2-115, ou através de comunicação via *Universal Serial Bus* (USB) para um PC com emulador virtual de porta serial RS232.

Figura 10 – Kit educacional e de desenvolvimento Altera DE2-115.

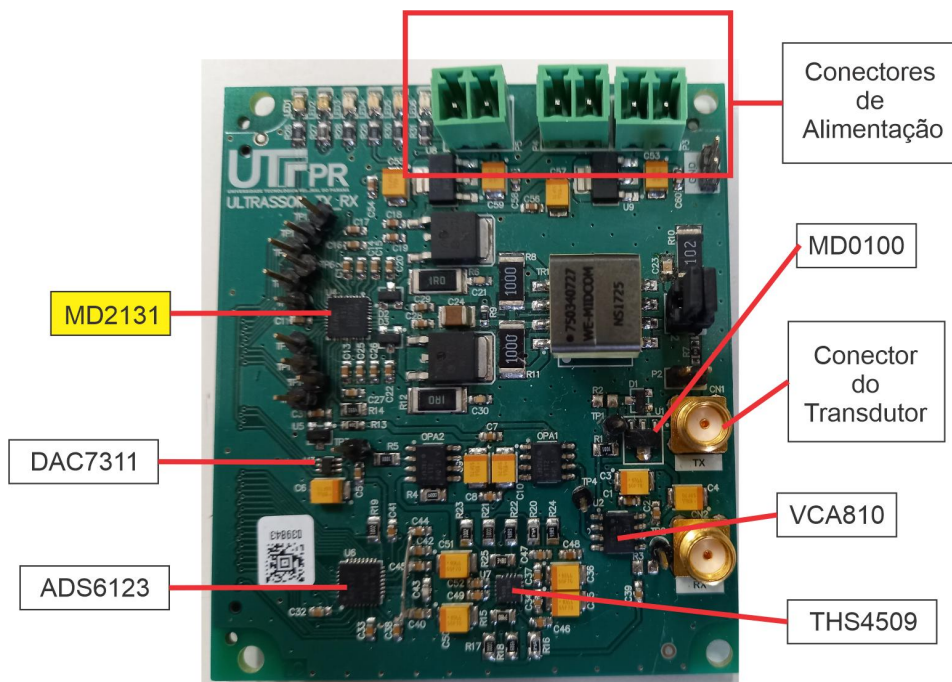


Fonte: TERASIC INC (2022).

3.3 Placa impressa dedicada *front-end* ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX

Na Figura 11 é apresentada a PCI *front-end* ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX. A PCI foi desenvolvida pela Grupo de Ultrassom da UTFPR para pesquisa de ECS e ECC, podendo utilizar o chip MD2131, avaliado neste trabalho, ou o chip MD2134, investigado anteriormente no trabalho de Medeiros (2022).

Figura 11 – Placa dedicada *front-end* ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX.



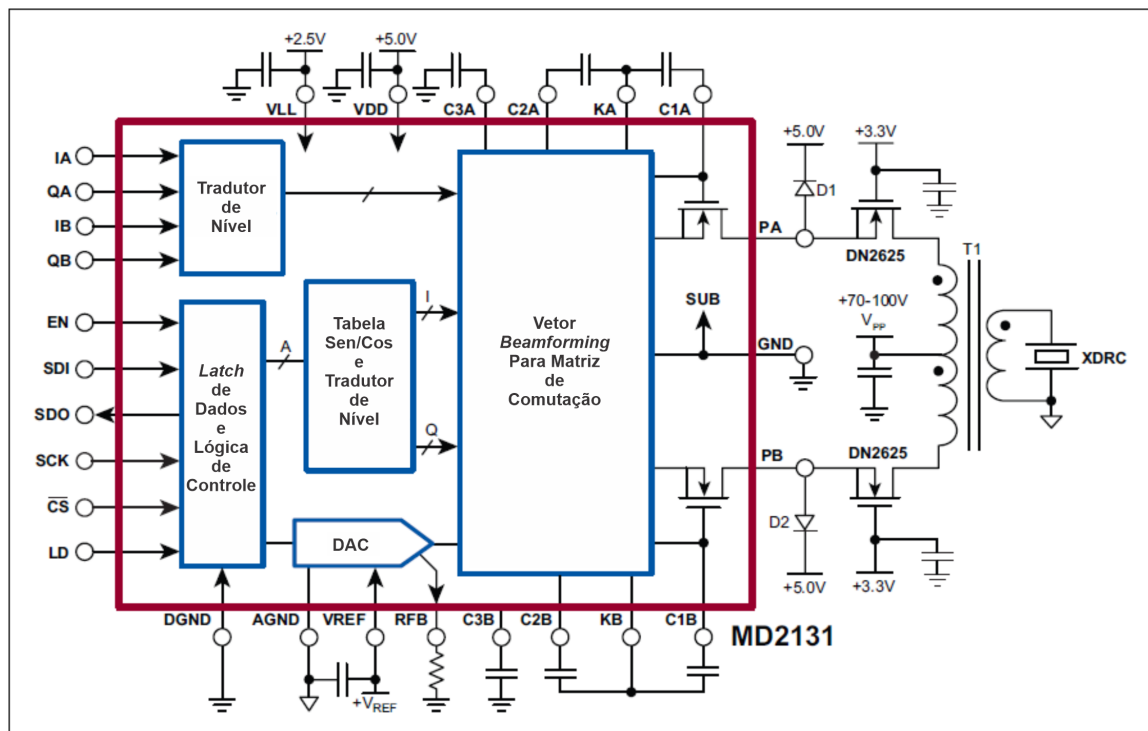
Fonte: Autoria própria (2023).

3.3.1 Módulo de Transmissão

Neste trabalho, o CI MD2131 foi escolhido como GFOA para excitação multinível de um elemento transdutor na etapa de TX. O MD2131 possui quatro fontes de corrente PWM, controladas individualmente pela FPGA *beamformer*, e um DAC de corrente para controle da amplitude de apodização da forma de saída.

Os sinais PWM de HS que controlam o formato da onda de TX com perfil configurável são divididos em: IA, IB (sinais em fase), e QA e QB (sinais em quadratura). Habilitados pelo pino *ENABLE* (EN), os sinais IA e QA, controlam a amplitude dos semiciclos positivos, enquanto IB e QB, a amplitude dos semiciclos negativos dos pulsos de excitação. Além disso, a configuração do MD2131 é realizada através de uma interface dedicada *Serial Peripheral Interface* (SPI) de 16 bits que opera até a frequência de 50 MHz e permite atualização rápida do comutador da matriz I/Q do vetor ângulo do *beamforming*, com resolução angular de $7,5^\circ$ por passo (total de 48 passos utilizando 6 bits [A0-A5] – os valores maiores que 48 são estados reservados do CI), e da amplitude de apodização (total de 255 passos – 8 bits [D0-D7]) (MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2018). Na Figura 12 é apresentado o diagrama em blocos de uma aplicação típica do MD2131.

Figura 12 – Diagrama em blocos do MD2131 em uma aplicação típica de ultrassom.



Fonte: MICROCHIP, TECHNOLOGY INC (2018).

A descrição dos registradores de configuração serial, vetor do ângulo de fase e vetor do DAC do MD2131 é apresentada no Quadro 2.

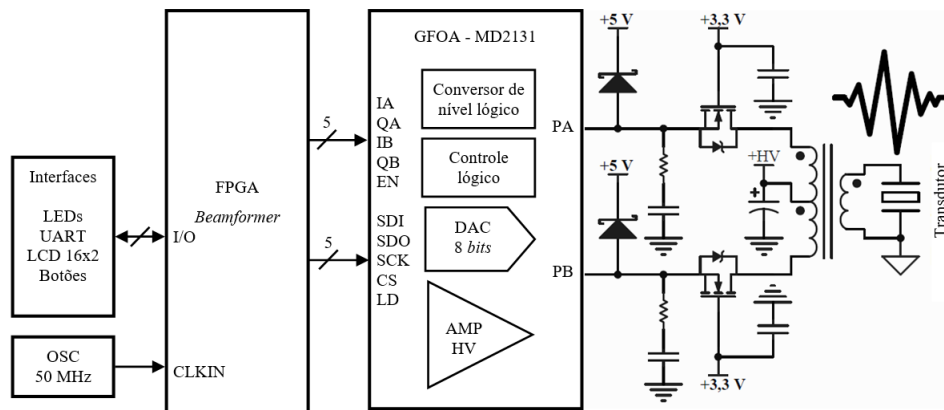
Quadro 2 – Registro serial de configuração do GFOA MD2131.

C1	C0	Opções de comandos	D0 - D7	A0 - A5
0	0	Escrita no registro de entrada	Valor do DAC de 8 bits para controle da corrente de saída (Amplitude do sinal - 0 a 255)	Valor do registrador de ângulo para defasamento do sinal de saída (0 a 48 - defasamento de 0 a 360) Obs.: Ângulo >110000B (48) são estados reservados
0	1	Leitura do registro		
1	0	Power down		
1	1	Sem função		

Fonte: Adaptado de MICROCHIP, TECHNOLOGY INC (2018) e ASSEF (2013).

O circuito esquemático completo do módulo eletrônico *beamformer* de TX, indicando os principais componentes e interfaces, é apresentado no Apêndice A. No estágio de saída do MD2131, são conectados dois MOSFETs DN2625 com capacidade máxima de 200 V e 3 A, que operam como fonte de corrente na configuração *push-pull*. Os drenos dos MOSFETs são conectados na derivação central dos transformadores de US, enquanto os enrolamentos secundários são conectados a uma carga equivalente formada por um capacitor de 220 pF em paralelo com um resistor de 1 k Ω para testes sem o transdutor (MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2018).

Figura 13 – Circuito simplificado *beamformer* de Transmissão.



Fonte: Adaptado de ASSEF (2013).

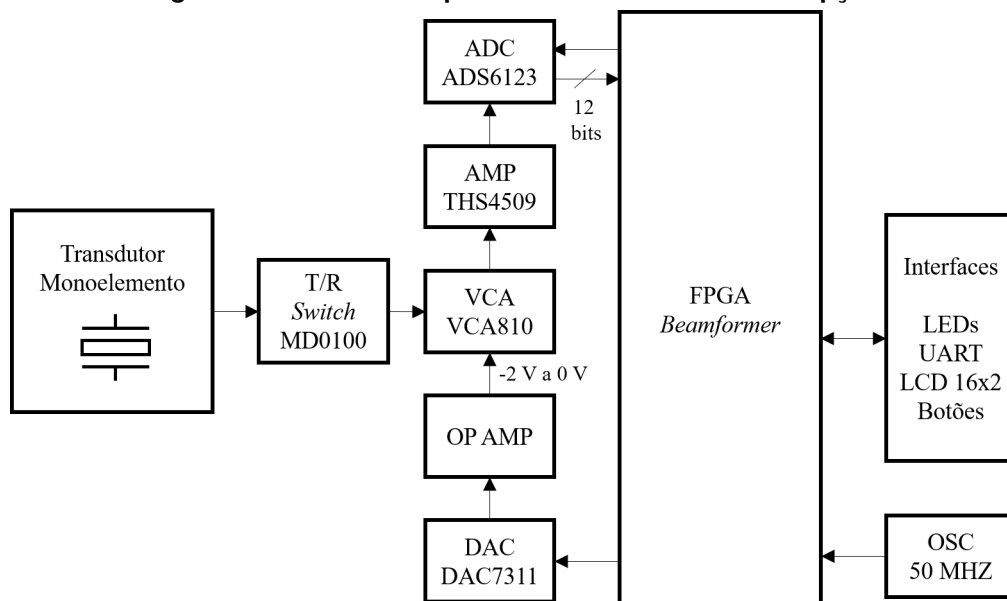
O circuito esquemático completo do módulo de TX GFOA implementado para o CI MD2131, bem como os demais componentes da PCI são apresentados no Apêndice A. Na saída do módulo foram incluídos dois *jumpers* para conectar/desconectar a carga RC durante os testes de avaliação pulso-eco e um conector do tipo *SubMiniature version A* (SMA) para o transdutor de US.

3.3.2 Módulo de Recepção

O diagrama em blocos simplificado do módulo eletrônico de RX da placa *beamformer* monocanal, formado pelos circuitos *analog front-ends* controlados por FPGA, é apresentado na Figura 14. Como o sistema foi projetado para operação no modo pulso-eco, um circuito T/R *switch* foi adicionado para proteção do módulo de RX, de forma a evitar a sobrecarga dos componentes do módulo. Tal sobrecarga pode ser resultado do pulso de excitação de HV ou de ecos

com amplitude superior aos níveis de $\pm 2,0$ V (ASSEF, 2013). Além do T/R *switch* MD0100 (MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2018), o módulo é formado por um amplificador controlado por tensão *Variable Controlled Amplifier* (VCA) VCA810 (INSTRUMENTS, 2022b) e pelo Conversor Analógico-Digital (ADC) ADS6123 (INSTRUMENT, 2022). Adicionalmente, um CI DAC7311 (INSTRUMENTS, 2022a) e um amplificador operacional diferencial de precisão e baixo ruído TSH4509 (INSTRUMENTS, 2016) foram empregados para controle da amplificação/atenuação do sinal de saída do VCA.

Figura 14 – Circuito simplificado *beamformer* de Recepção.

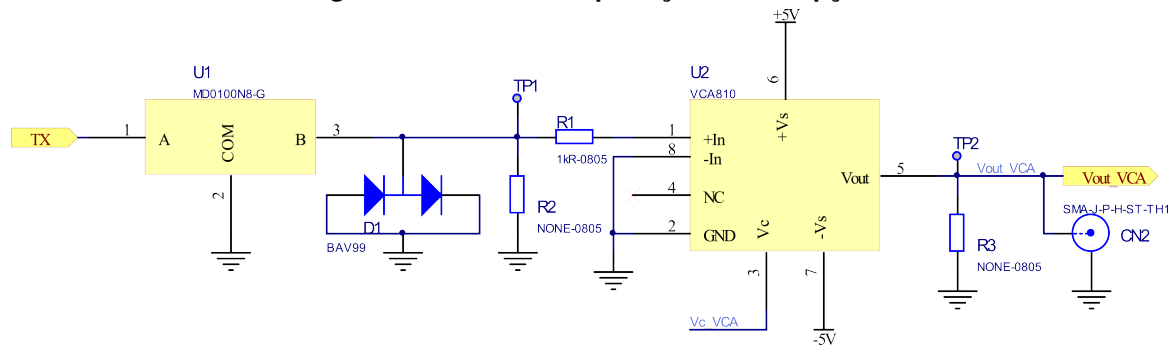


Fonte: Adaptado de ASSEF (2013).

3.3.2.1 Circuito de proteção na recepção T/R *switch* e amplificação

Na Figura 15 é apresentado o circuito de proteção implementado com o T/R *switch* MD0100N8-G, um par adicional de diodos ultrarrápidos, BAV99, na configuração *back-to-back*, conforme especificado no manual do componente, e o VCA810 que tem a função de amplificar o sinal de eco dentro de uma faixa de ± 40 dB. Assim, deve ser aplicada uma tensão de controle de ganho no pino Vc do VCA810 entre 0 V (-40 dB) e -2 V (+40 dB). O MD0100 é capaz de proteger a etapa de RX dos pulsos de HV do módulo TX até ± 100 V e tem como característica uma resistência de comutação típica de 15Ω e limite de tensão de saída até ± 2 V.

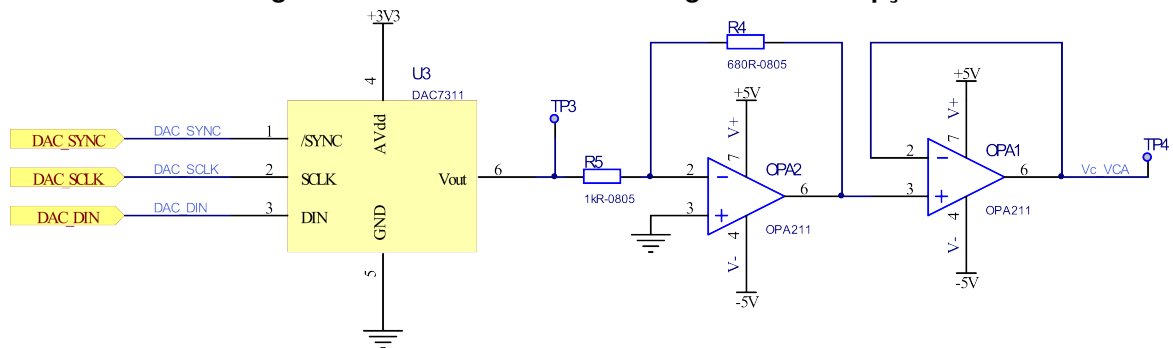
Figura 15 – Circuito de proteção na Recepção.



Fonte: MEDEIROS (2022).

O controle de ganho por tensão do VCA810 é feito pelo CI DAC7311 e dois amplificadores operacionais OPA211 em cascata na configuração inversor e *buffer* de casamento de impedância. O DAC7311 é um DAC de 12 bits e quando alimentado com a tensão de +3,3 V possui uma resolução de $805,9 \mu\text{V/bit}$. Para ajustar o ganho do OPA211 em -0,68 foram utilizados resistores de 680Ω (R4) e $1 \text{ k}\Omega$ (R5), de forma a limitar a tensão de saída de ajuste V_c do VCA810 em -2,24 V. O controle do DAC é realizado através de uma interface serial simplificada de alta velocidade que opera até 50 MHz, conforme a Figura 16. Com isso, a resolução final dessa etapa ficou em $548 \mu\text{V/bit}$.

Figura 16 – Circuito de controle de ganho na Recepção.



Fonte: MEDEIROS (2022).

3.3.2.2 Circuito Conversor Analógico-Digital (ADC)

Para a etapa de conversão analógica para digital dos ecos de RF amplificados, foi utilizado o ADS6123. O ADS6123 é um conversor de 12 bits que opera com taxa de amostragem de até 80 *Millions Of Samples Per Second* (MSPS) (INSTRUMENT, 2022). Neste trabalho, foi utilizada a interface paralela de transferência de dados *Complementary Metal Oxide Semiconductor* (CMOS) com referência de tensão interna de 1,5 V e a tensão de alimentação de 2,5 V para a interface digital, para compatibilidade com o banco de pinos da FPGA. O CI é configurado através de uma interface serial de 3 pinos. Um amplificador operacional de banda larga e baixo ruído THS4509 (INSTRUMENTS, 2016) foi empregado para condicionar o sinal de saída

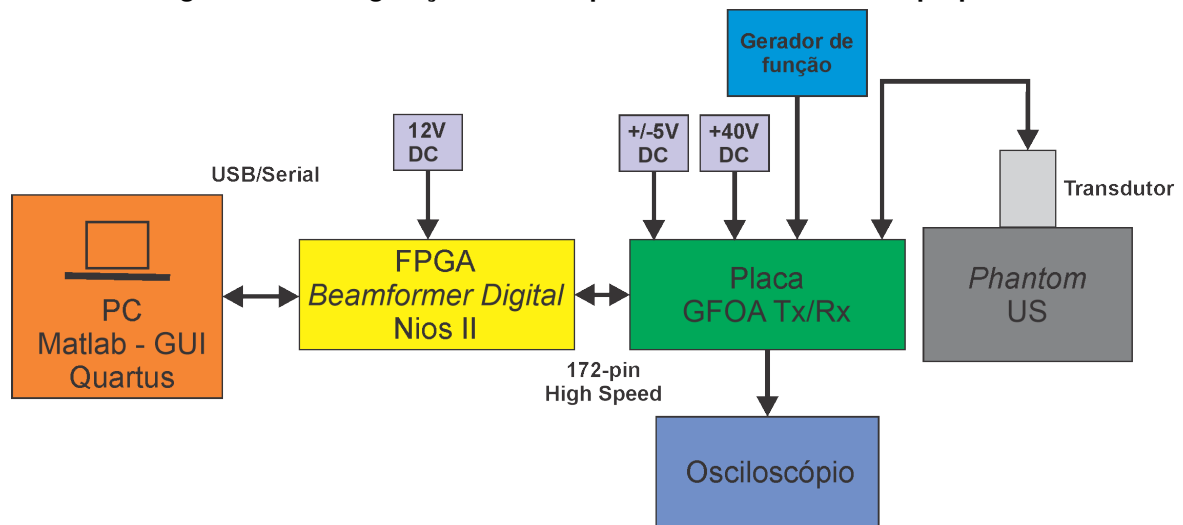
do VCA810 com a entrada diferencial do ADS6123. Seguindo o manual do fabricante, no Apêndice A é apresentado o circuito implementado para digitalização dos sinais de US com ganho do THS4509 de +10 dB.

3.4 Equipamentos e material utilizados nos testes de avaliação do sistema pulso-eco

Todos os testes de avaliação do sistema proposto foram realizados no Laboratório de Ultrassom (LUS) do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI), com o apoio de instrumentação do Grupo de Ultrassom da UTFPR.

Durante os experimentos, foram utilizadas uma fonte de alimentação linear de corrente contínua Tektronix, modelo PWS2721 (70 V/1,5 A), para alimentação do módulo TX, e duas fontes chaveadas de 5 V/2 A de uso geral para alimentação de baixa tensão da placa ULTRASSOM_TX_RX. Os testes de caracterização do módulo RX foram realizados com um gerador de função/forma de onda arbitrária Tektronix, modelo AFG3021. As formas de onda geradas pelo sistema foram avaliadas com carga equivalente RC (1K Ω e 220 pF) e dois modelos de transdutores mono elementos (1,6 MHz e 5 MHz, da marca FUNBEC). Os ecos do *phantom* de US da marca Fluke Modelo 84-317 foram gravados usando um osciloscópio Tektronix, modelo MDO3014, com interface USB para transferência de dados amostrados para um PC (Processador Intel(R) Core(TM) i5-7500T CPU 2.70GHz - 64 bits, RAM 12,0 GB, com Windows 10). Além do kit FPGA DE2-115 (Terasic Inc., Taiwan) e uma placa *front-end* ULTRASSOM-UTFPR-Tx-Rx dedicada, que foi desenvolvida pelo Grupo de Ultrassom da UTFPR. Na Figura 17 é ilustrado o esquema utilizado para a realização dos testes do sistema.

Figura 17 – Configuração utilizada para os testes do sistema proposto.



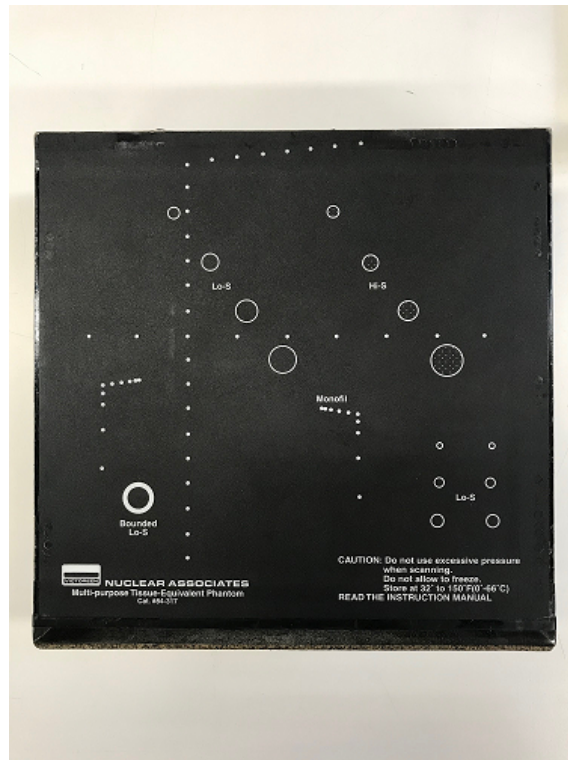
Fonte: Autoria própria (2023).

3.4.1 *Phantom* de ultrassom utilizado nos testes de avaliação do sistema

Phantoms de US são corpos de prova mimetizadores de tecidos biológicos que possibilitam a avaliação da qualidade de um equipamento através de parâmetros como resolução espacial, profundidade de penetração, resolução de contraste, sensibilidade ao contraste em escala de cinza, entre outros parâmetros (BRANCA; SCIUTO; SCORZA, 2012; NOVAES *et al.*, 2018).

Neste trabalho, foi utilizado um *phantom* comercial da marca Fluke Corp. de uso geral de US, modelo 84-317, mostrado na Figura 18 e com informações no Quadro 3 para aquisição dos dados de RF.

Figura 18 – Visão frontal do *phantom* Fluke Biomedical modelo 84-317.



Fonte: Autoria própria (2023).

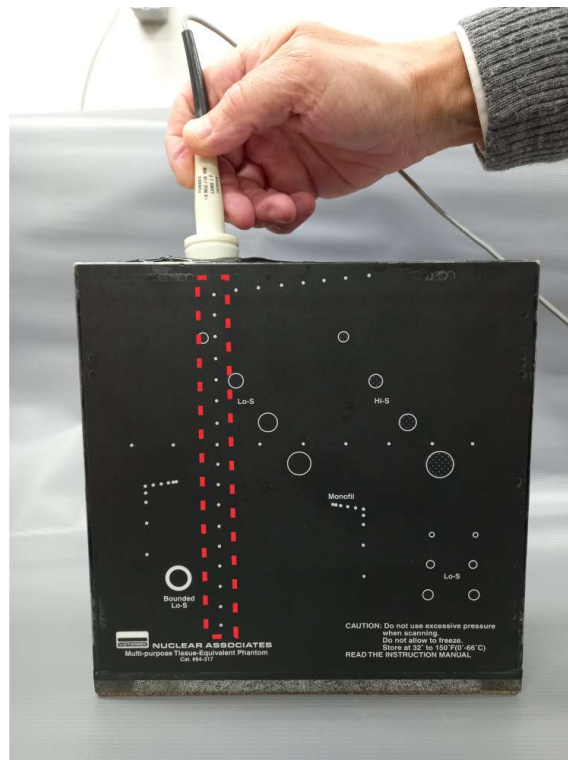
Os transdutores foram posicionados na parte superior do *phantom* Fluke, conforme ilustrado na Figura 19, que inclui a indicação da ROI avaliada. O acoplamento entre o transdutor e o *phantom* Fluke foi realizado com aplicação de gel à base de água.

Quadro 3 – Características do *phantom* Fluke modelo 84-317.

Parâmetro	Especificação
Massa	3,36 kg
Dimensão	20 × 21 × 8 cm (altura × comprimento × largura)
Velocidade do som	1540 ± 6 m/s
Atenuação	0,5 dB/cm/MHz a 0,7 dB/cm/MHz
Alvos	Fios de nylon com diâmetro de 0,375 mm e 1 mm, além de grupos de cilindros simulando lesões císticas e sólidas, com diversos diâmetros e espaçamentos. O espaçamento entre os alvos da ROI avaliada é 1 cm.

Fonte: Adaptado de FLUKE BIOMEDICAL (2022).

Figura 19 – Posicionamento dos transdutores para aquisição dos sinais no *phantom* de ultrassom Fluke.



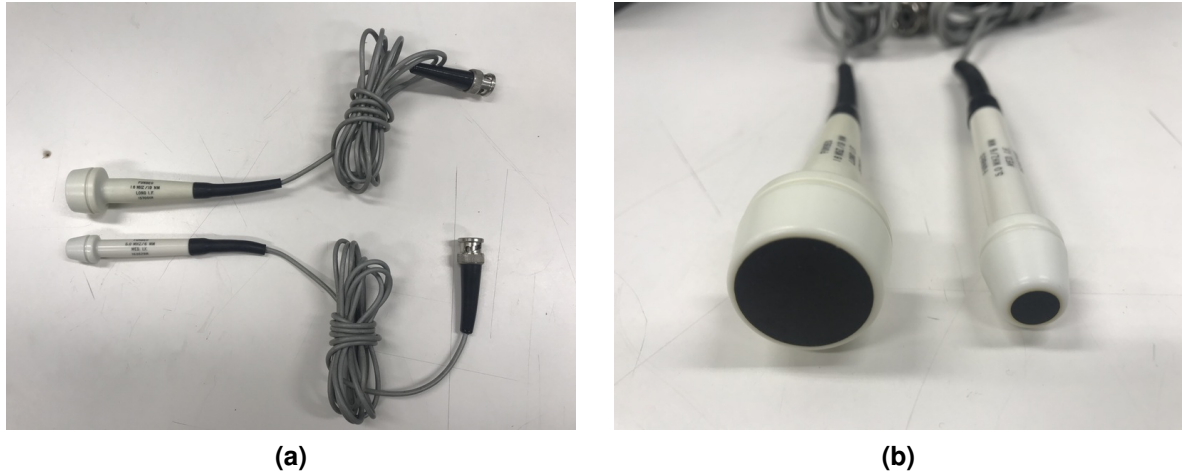
Fonte: Autoria própria (2023).

3.4.2 Transdutores de ultrassom

Foram utilizados dois transdutores comerciais monoelemento da marca FUNBEC com frequência central de 1,6 MHz (diâmetro de 13 mm) e 5,0 MHz (diâmetro de 6 mm) para os testes de desempenho do sistema, apresentados na Figura 20. Esses transdutores estão disponíveis no LUS e são normalmente empregados para atividades de ensino e pesquisa do Grupo de Ultrassom da UTFPR. Além disto, foram escolhidos pois estão dentro da faixa de frequên-

cia de operação do sistema proposto. Os testes foram realizados no modo pulso-eco usando o *phantom* apresentado na seção anterior.

Figura 20 – Transdutores monoelemento com frequência central de 1,6 MHz e 5 MHz



Fonte: Autoria própria (2023).

3.5 Softwares utilizados

Os seguintes softwares foram utilizados para o desenvolvimento do trabalho:

- Quartus Prime Lite versão 15.1 (INTEL CORPORATION, 2022a): a FPGA Cyclone EP4CE115 (Intel Corporation, EUA) foi programada com o software Quartus Prime a partir de códigos implementados em linguagem *Very-High-Speed Integrated Circuit HDL* (VHDL) e blocos de propriedade intelectual da Intel.
- Nios II 15.1 Software Build Tools for Eclipse (INTEL CORPORATION, 2022b): em conjunto a ferramenta Qsys do Quartus, que permite o projeto de hardware do microprocessador *soft-core* RISC de 32 bits Nios II, o software Nios é utilizado para o projeto de software do microprocessador em linguagem de programação C, facilitando a integração de sistemas.
- Matlab R2021a: a plataforma de programação e computação numérica Matlab foi usada para o desenvolvimento da GUI, incluindo os algoritmos para síntese dos sinais PWM e PAM, com compatibilidade para ambos os CIs MD2131 e MD2134, necessários para geração das formas de onda ECS e ECC, controle, transferência de dados e apresentação de resultados.

Os projetos de hardware e software da FPGA foram baseados em trabalhos prévios do Grupo de Ultrassom da UTFPR (ASSEF, 2013; MEDEIROS *et al.*, 2021; MEDEIROS *et al.*, 2022; CONTIERI *et al.*, 2022; ASSEF *et al.*, 2022; MEDEIROS, 2022). Adicionalmente, entre

outras pesquisas, podem-se citar Garcia (2020), que utilizou o CI MD2134 para desenvolver um sistema GFOA de 8 canais com ECC, e Ozum *et al.* (2017) que apresentaram um sistema de 16 canais usando o MD2131. A partir do estudo desses trabalhos, foi desenvolvida uma nova GUI e implementado o algoritmo de geração dos sinais IA, IB, QA e QB para sintetizar e avaliar formas de onda arbitrárias através da técnica PWM.

3.5.1 Opções de configuração do sistema

A configuração do sistema pode ser realizada de forma local, através de dois botões com a apresentação das informações no display LCD do kit DE2-115, ou através de comunicação serial a partir da GUI. As opções disponíveis de configuração dos registradores dos CIs MD2131, MD2134, ADC ADS6123 e DAC7311 são mostradas no Quadro 4.

No CI MD2134, avaliado nos trabalhos de Garcia (2020) e Medeiros *et al.* (2022), os sinais de entrada M0 a M3 são utilizados como indexadores da fonte de corrente PAM programável com até 15 níveis e resolução de ± 127 (passo), adicionado do nível zero, denominados LV0 a LV15. Os pinos M0 a M3 controlam o tempo de TX e a amplitude da forma de onda através das saídas PA e PB, indicadas na Figura 12. Essas saídas são as mesmas do CI MD2131 (IA, IB, QA e QB), que possui a mesma pinagem e encapsulamento.

3.5.2 Interface gráfica de usuário

A interface GUI *Ultrasound Multilevel PWM P/R* foi desenvolvida e apresentada no IX Congresso Latino-Americano de Engenharia Biomédica (CLAIB 2022) em conjunto com o XXVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2022) (CONTIERI *et al.*, 2022), para possibilitar a alteração dos registradores de configuração dos chips MD2131, ADS6122 e DAC7311 via interface serial USB. Adicionalmente, a GUI possui compatibilidade para aplicações com o CI MD2134 (MEDEIROS *et al.*, 2022).

Através da GUI é possível simular diferentes técnicas de geração de forma de onda arbitrária e, posteriormente, enviar os sinais de controle da onda sintetizada de forma rápida e flexível para FPGA. Com isso, não existe a necessidade de recompilar o projeto completo no Quartus/NiosII bem como transferir o *bitstream* resultante da compilação para FPGAFPGA, tornando o processo de investigação mais simples e rápido.

Em conjunto com os registradores e funções indicadas anteriormente no Quadro 4, a GUI permite avaliar as excitações ECS e ECC com geração dos sinais de controle para o CI MD2131 – sinais PWM IA, IB, QA e QB – e para o CI MD2134 – sinais PAM M0 a M3. Os principais parâmetros que podem ser selecionados para cada tipo de sinal são mostrados no Quadro 5.

Quadro 4 – Registradores e funções de configuração disponíveis para configuração local.

Componente	Registros e funções suportadas	Valores	
MD2134	LV0 (DAC)	0 a 255	
	LV1 à LV15	0 a 127	
	Bit S1 – inversão de polaridade	0 ou 1	
MD2131	Registrador Vetor Ângulo (A0 - A5)	0-360° (Resolução 7,5°)	
	DAC	0-255	
ADC	Reset	0 ou 1	
	Ganho grosso	0 ou 3,5 dB	
	Borda para captura de dados	Subida ou descida	
	Padrão de teste para saída de dados	Operação normal	
		Todos em zero – 0x0000	
		Todos em um – 0x3FFF	
		Sequência 0x2AAA e 0x1555	
	Rampa digital		
Ganho fino	0, 1, 2, 3, 4, 5 e 6 dB		
Corrente (força) do drive	Fraco, padrão, forte, e mínimo		
DAC	Valor inicial do DAC	0 a 9999	
	Incremento	0 a 9999	
	Número de palavras	0 a 9999	
	Passo de atraso entre as palavras	0 a 9999	

Fonte: Autoria própria (2023).

Na GUI são escolhidos os parâmetros de simulação/configuração e são apresentados os resultados da simulação do pulso de excitação. Após gerar os resultados da simulação, clicando no respectivo botão *Generate*, quatro gráficos dos algoritmos implementados são plotados na GUI. Também são calculadas a largura de banda relativa (BW_{rel}) e absoluta (BW_{abs}) da forma de onda gerada a partir da análise da Transformada Rápida de Fourier (FFT) em -6 dB (meia altura), conforme a Equação 4.

$$BW_{rel} = \frac{BW_{abs}}{f_c} \cdot 100 \quad (4)$$

Na Figura 21 é apresentada a interface da GUI com um exemplo de ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos, DAC de apodização igual a 255 (amplitude máxima), ângulo de fase nulo e janelamento do tipo Hanning. Complementarmente, na Figura 22 é apresentada uma simulação de ECC com frequência central de 5 ± 2 MHz, duração de $5 \mu s$ e janelamento Tukey com fator de 0,25. Em ambos os casos, os parâmetros e a geração da forma

Quadro 5 – Parâmetros disponíveis para seleção através da GUI.

Parâmetro	Especificação
Frequência central (f_c)	0,5 MHz a 20 MHz
Funções de janelamento (apodização)	ECS: Hanning, Hamming, Blackman, Kaiser (4,0), Kaiser (2,0), Gaussian (2,5), Gaussian (1,5) Gaussian (0,5), Tukey (0,75), Tukey (0,5), Tukey (0,25) e rectangular. ECC: Tukey (0,25), Blackman, Lanczos (0,25), Kaiser (2,5) e Gaussian (2,5)
Frequência de TX PWM f_{PWM} - MD2131	80 MHz ou 160 MHz
Frequência de TX PAM f_{PAM} - MD2134	80 MHz ou 160 MHz
Angulação de fase - MD2131	0 - 360°
Controle da polaridade S1 - MD2134	Ligado ou desligado
Frequência de amostragem (f_s)	40 MHz ou 80 MHz
Duração do pulso	ECS: 3 - 50 ciclos / ECC: 5 μ s, 10 μ s e 20 μ s
Controle de amplitude de ponderação do DAC	0 a 255 (8 bits)
Frequência de Repetição do Pulso (PRF)	Pulso único, 100 Hz, 1 kHz e 5 kHz

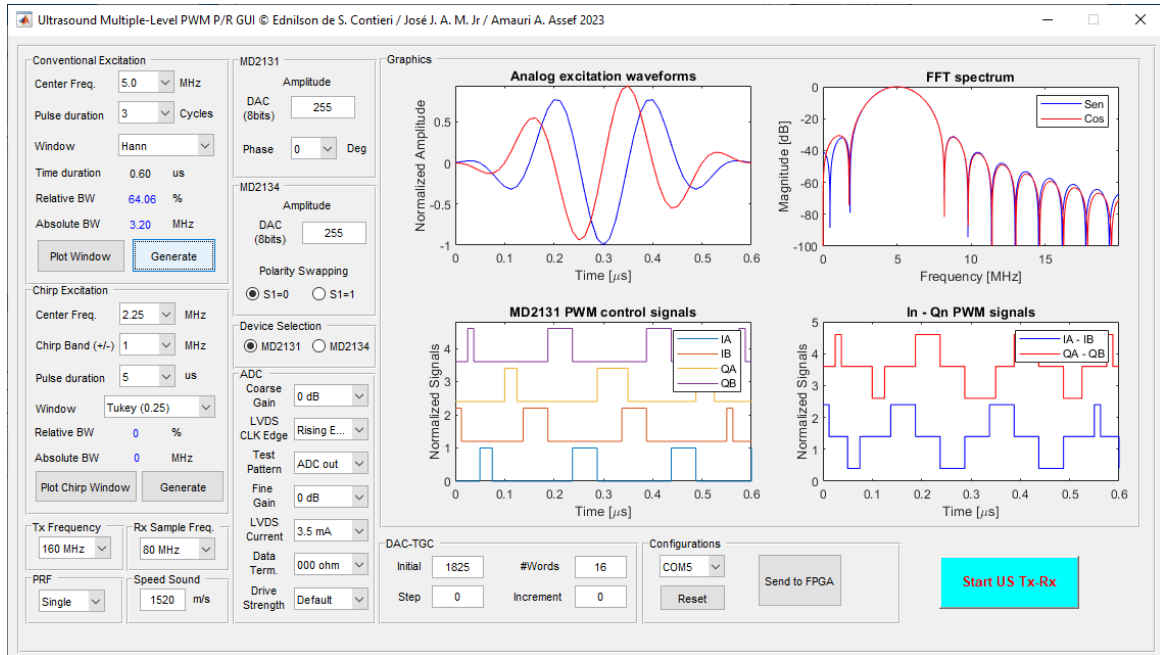
Fonte: Autoria própria (2023).

de onda arbitrária foram selecionados para o MD2131. Pode-se verificar nos exemplos as quatro janelas com os resultados das simulações, apresentando: formas de onda de excitação Em Fase (I) e Quadratura (Q); espectro em frequência dos sinais; sinais de controle para sintetizar a forma de onda de saída; e composição dos sinais I e Q. Estes resultados são apresentados nos Apêndices B e C, respectivamente, para melhor visualização.

Os sinais *chirp* com modulação de frequência linear para ECC foram calculados usando Equação 5, em que f_0 e ϕ_0 são a frequência inicial e a fase inicial, respectivamente, no tempo $t = 0$, f_1 é a frequência final e T é o tempo que leva para varrer de f_0 para f_1 (MACHADO, 2017).

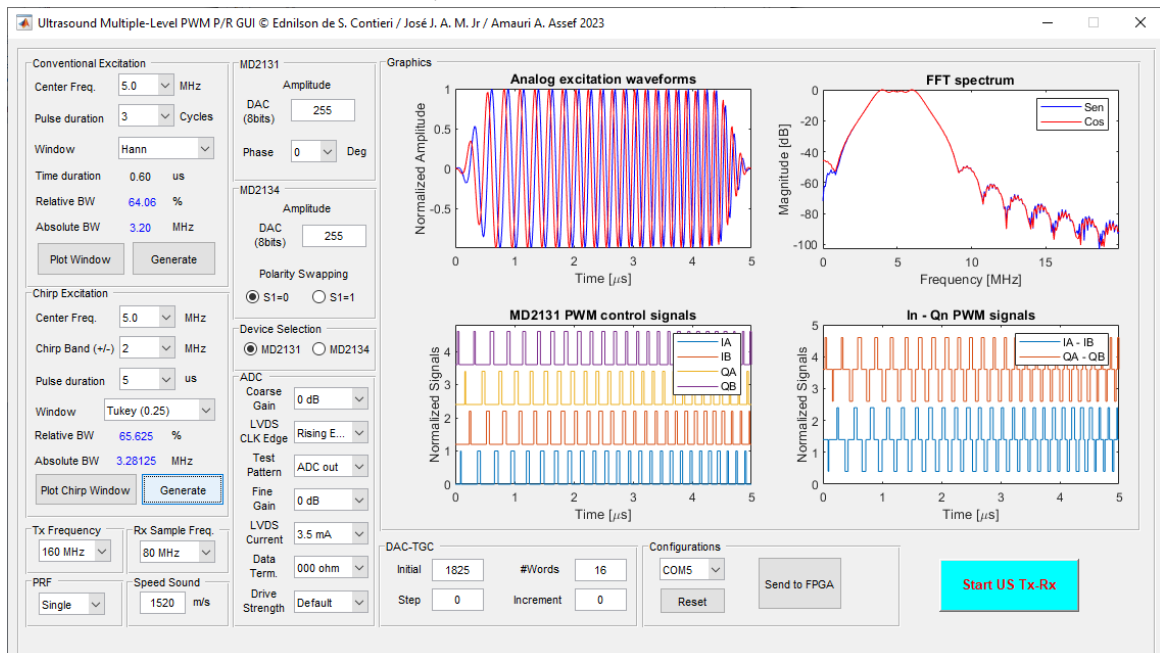
$$x(t) = \text{sen} \left[\phi_0 + 2\pi \left(\frac{f_1 - f_0}{2T} t^2 + f_0 t \right) \right] \quad (5)$$

Figura 21 – Exemplo da GUI *Ultrasound Multilevel PWM P/R* para ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 22 – Exemplo da GUI *Ultrasound Multilevel PWM P/R* para ECC com faixa de frequência de 5 ± 2 MHz, duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey com fator de 0,25.



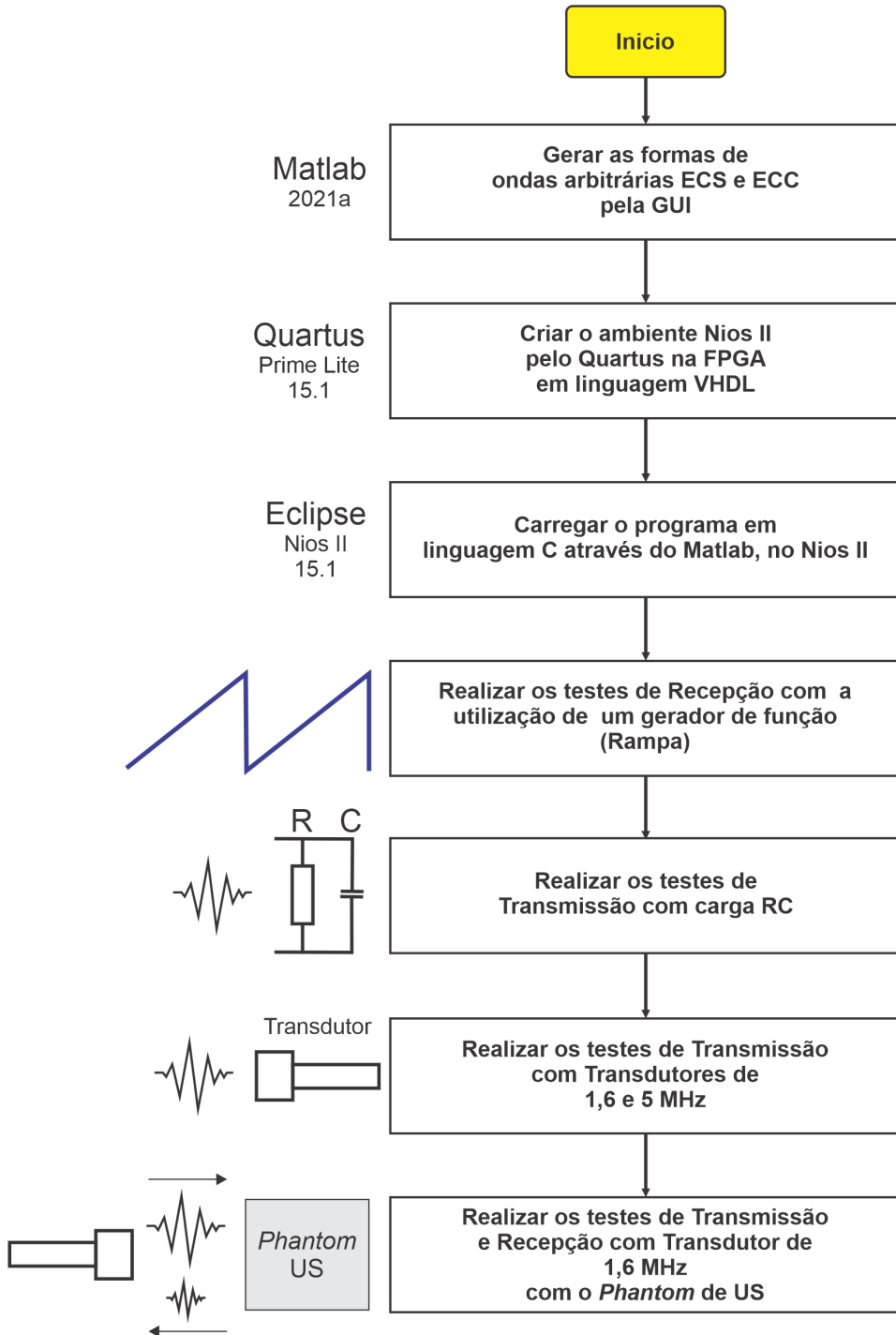
Fonte: Autoria própria (2023).

3.6 Sequência de testes para avaliação do sistema

Na Figura 23 é mostrada a sequência de testes que foi realizada para os experimentos descritos no capítulo de Resultados deste trabalho, envolvendo a utilização de carga RC, trans-

dutores e *phantom* de US. A carga RC é tipicamente utilizada nos kits comerciais de avaliação de pulsadores de US evitando a necessidade prévia da aquisição de transdutores.

Figura 23 – Diagrama com a sequência dos experimentos.



Fonte: Autoria própria (2023).

3.7 Determinação dos canais PWM em fase e quadratura

Nesta seção é apresentado o método matemático utilizado para determinação dos quatro sinais I e Q para formação da onda arbitrária de US. Para a análise, os valores iniciais dos parâmetros são apresentados no Quadro 6 (ASSEF *et al.*, 2012).

Quadro 6 – Considerações para geração dos sinais PWM em fase e quadratura.

Parâmetro	Atribuição
Forma de onda dos sinais I e Q	Envelope Gaussiano
Frequência central (f_c)	1,6 MHz e 5 MHz
Frequência de amostragem (f_s)	160 MHz
Número de amostras por ciclo	$160/f_c$
Largura de banda relativa	50 % (-6 dB)
Número total de amostras (N)	2048

Fonte: Adaptado de ASSEF *et al.* (2012).

Sejam os sinais em fase $i(t)$ e quadratura $q(t)$ contínuos no tempo, e $i(n)$ e $q(n)$ seus correspondentes sinais discretos no tempo amostrados na frequência f_s em Hz (Equações 6 e 7):

$$i(n) = i(t)_{t=n/f_s} \quad (6)$$

$$q(n) = q(t)_{t=n/f_s} \quad (7)$$

em que t denota tempo e n o índice de tempo discreto (HUANG; LI, 2006). As equações dos sinais em fase $i(n)$ e quadratura $q(n)$ com o envelope do perfil Gaussiano podem ser apresentadas no domínio discreto através das Equações 8 e 9, respectivamente. (CINCOTTI *et al.*, 1999; ASSEF *et al.*, 2010).

$$i(n) = \exp \left[- \left(\frac{n - N/2}{B} \right)^2 \right] \cos \left(2\pi \frac{n}{T} \right), 1 \leq n \leq N \quad (8)$$

$$q(n) = \exp \left[- \left(\frac{n - N/2}{B} \right)^2 \right] \sen \left(2\pi \frac{n}{T} \right), 1 \leq n \leq N \quad (9)$$

nas quais N é o número total de amostras, T (em s) o período para um ciclo e B o fator de largura de banda do envelope Gaussiano.

Sabendo que os valores máximos e mínimos das funções seno e cosseno estão localizados em $kT/2$ e $kT/2 - T/4$ ($k \geq 0$), respectivamente, são calculadas as posições dos picos positivo (x_{pico_i}) e negativo (x_{pico_q}) de cada semiciclo (Equações 10 e 11) (ASSEF, 2013).

$$x_{pico_i}(n) = \text{mod} \left(\frac{n}{T/8} \right), 1 \leq N \quad (10)$$

$$x_{pico_q}(n) = \text{mod} \left(\frac{n - T/4}{T/8} \right), 1 \leq N \quad (11)$$

em que a função *mod* representa o resto da divisão indicada. Os valores de pico são encontrados através das Equações 12 e 13 (ASSEF, 2013).

$$i_{pico}(n) \begin{cases} i(n) & \text{se } x_{pico}(n) = 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (12)$$

$$q_{pico}(n) \begin{cases} q(n) & \text{se } x_{pico}(n) = 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (13)$$

Logo após, o valor máximo de cada semiciclo positivo é adotado para o *grid* de todas as amostras do mesmo semiciclo, ocorrendo também para o semiciclo negativo, resultando nos sinais $i_p_deg(n)$ e $q_p_deg(n)$ como degraus de referência para cada semiciclo. Na sequência, os valores absolutos dos degraus $i_p_deg(n)$ e $q_p_deg(n)$ são comparados com os sinais PWM — $pwm_i(n)$ e $pwm_q(n)$ — de cada semiciclo. Como resultado, são gerados os sinais de referência $i_ref(n)$ e $q_ref(n)$ (Equações 14 e 15).

$$i_{ref}(n) = pwm_i(n) - |i_pdeg(n)|, 1 \leq n \leq N \quad (14)$$

$$q_{ref}(n) = pwm_q(n) - |q_pdeg(n)|, 1 \leq n \leq N \quad (15)$$

A partir dos sinais de referência, são obtidos os sinais finais em fase $I(n)$ e quadratura $Q(n)$, sendo apresentados nas Equações 16 e 17. Cada sinal é decomposto em dois outros sinais, sendo um para o semiciclo positivo e outro para o negativo, conforme as Equações 18 a 21, resultando nos quatro sinais lógicos PWM $IA(n)$, $IB(n)$, $QA(n)$ e $QB(n)$ para geração da forma de onda arbitrária (MICROCHIP, 2022).

$$I(n) \begin{cases} \frac{i_pdeg(n)}{|i_pdeg(n)|} & \text{se } i_{ref}(n) > 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (16)$$

$$Q(n) \begin{cases} \frac{q_pdeg(n)}{|q_pdeg(n)|} & \text{se } q_{ref}(n) > 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (17)$$

$$IA(n) \begin{cases} 1 & \text{se } I(n) > 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (18)$$

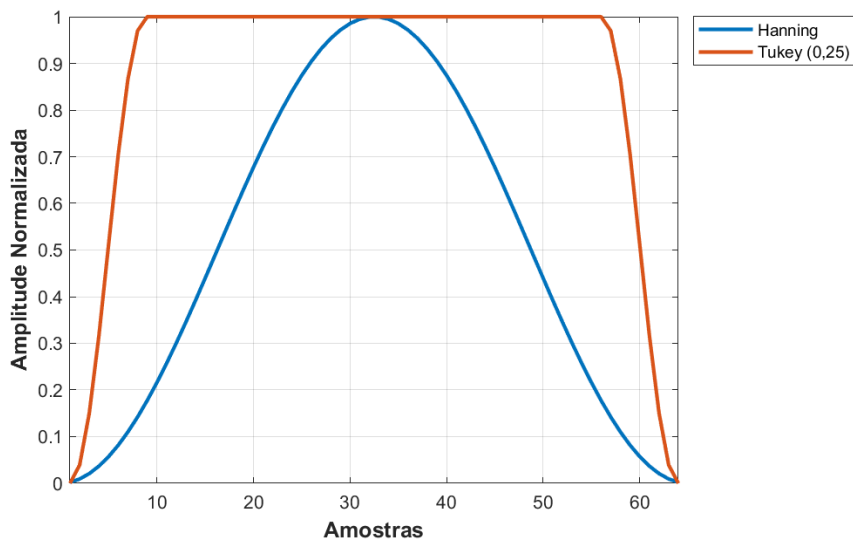
$$IB(n) \begin{cases} 1 & \text{se } I(n) < 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (19)$$

$$QA(n) \begin{cases} 1 & \text{se } Q(n) > 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (20)$$

$$QB(n) \begin{cases} 1 & \text{se } Q(n) < 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (21)$$

Utilizando-se essa metodologia é possível gerar os sinais I e Q para diferentes funções de janela de apodização. Conforme discutido por Frazier e O'Brien (1998), diversas funções matemáticas podem ser usadas como filtros para aumentar a resolução lateral e o contraste de imagens por US, melhorando a SNR (OPPENHEIM; SCHAFFER, 1999). Neste trabalho, convencionou-se o janelamento Hanning para as avaliações de ECS e o janelamento Tukey com fator de 0,25 para ECC, ambos ilustrados na Figura 24 com o espaçamento linear de 64 amostras. Entretanto, diferentes tipos de janelamento podem ser avaliados no sistema implementado, conforme indicado anteriormente no Quadro 5.

Figura 24 – Perfil das funções de janelamento Hanning para as avaliações de ECS e Tukey com fator de 0,25 para ECC utilizadas no trabalho.



Fonte: Autoria própria (2023).

3.8 Análise dos resultados de aquisição de sinais de RF

A sequência empregada para processamento dos ecos brutos de RF a partir dos pulsos de ECS e ECC com frequência central de 1,6 MHz incluiu as etapas de filtragem digital, detecção de envelope e compressão logarítmica (FISH; FISH, 1990; SHUNG, 2005; HEDRICK; HYKES;

STARCHMAN, 2005). Para analisar os resultados de aquisição dos sinais de ecos obtidos através do *phantom* de US, utilizaram-se os parâmetros de *Full Width at Half Maximum* (FWHM) e Distância relativa entre alvos (D).

A FWHM, ou largura à meia altura, representa a largura entre dois pontos extremos em que a função atinge metade do seu valor máximo, isto é, - 6 dB do lóbulo principal (ZHAO *et al.*, 2016; NEVES *et al.*, 2020). Para o cálculo da FWHM, foram isolados os alvos distinguíveis dos sinais de eco e encontrados os respectivos valores máximos dentro de um intervalo de tempo, que foram considerados com magnitude de 0 dB para referência. A partir disso, foram encontrados os pontos, no intervalo de tempo adotado, em que os extremos do sinal ficaram mais próximos de - 6 dB.

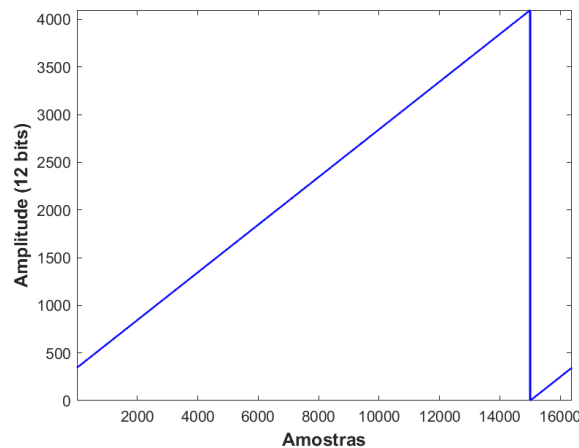
4 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do sistema pulso-eco implementado. São mostradas as avaliações de ECS e ECC com carga RC e transdutores mono-elemento comerciais, além dos resultados de aquisição de sinais brutos de RF com *phantom* de US. A maior parte dos testes de desempenho foi realizada com o DAC do MD2131 ajustado para 255 (maior amplitude de apodização) e tensão de HV ajustada para +40 V, exceto quando indicado no texto.

4.1 Caracterização do módulo de Recepção

Na Figura 25 é apresentada a forma de onda do teste de comunicação para caracterização do hardware entre o ADC ADS6122 e a FPGA com o padrão do tipo rampa digital. Nesse modo de configuração são enviados pelo ADC valores de contagem crescente de 0 a 4095 ($2^{12} - 1$) que são armazenados no *buffer* de recepção da memória *First-In-First-Out* (FIFO) com capacidade de 16384 amostras de 12 bits, implementada na FPGA. A cada 4 ciclos de *clock* o ADC incrementa uma unidade na contagem, totalizando 16384 amostras. Esse teste evidencia a correta transferência de dados e configuração do ADC via SPI.

Figura 25 – Avaliação da comunicação entre o ADC ADS612 e a FPGA com o padrão de teste do tipo rampa digital.



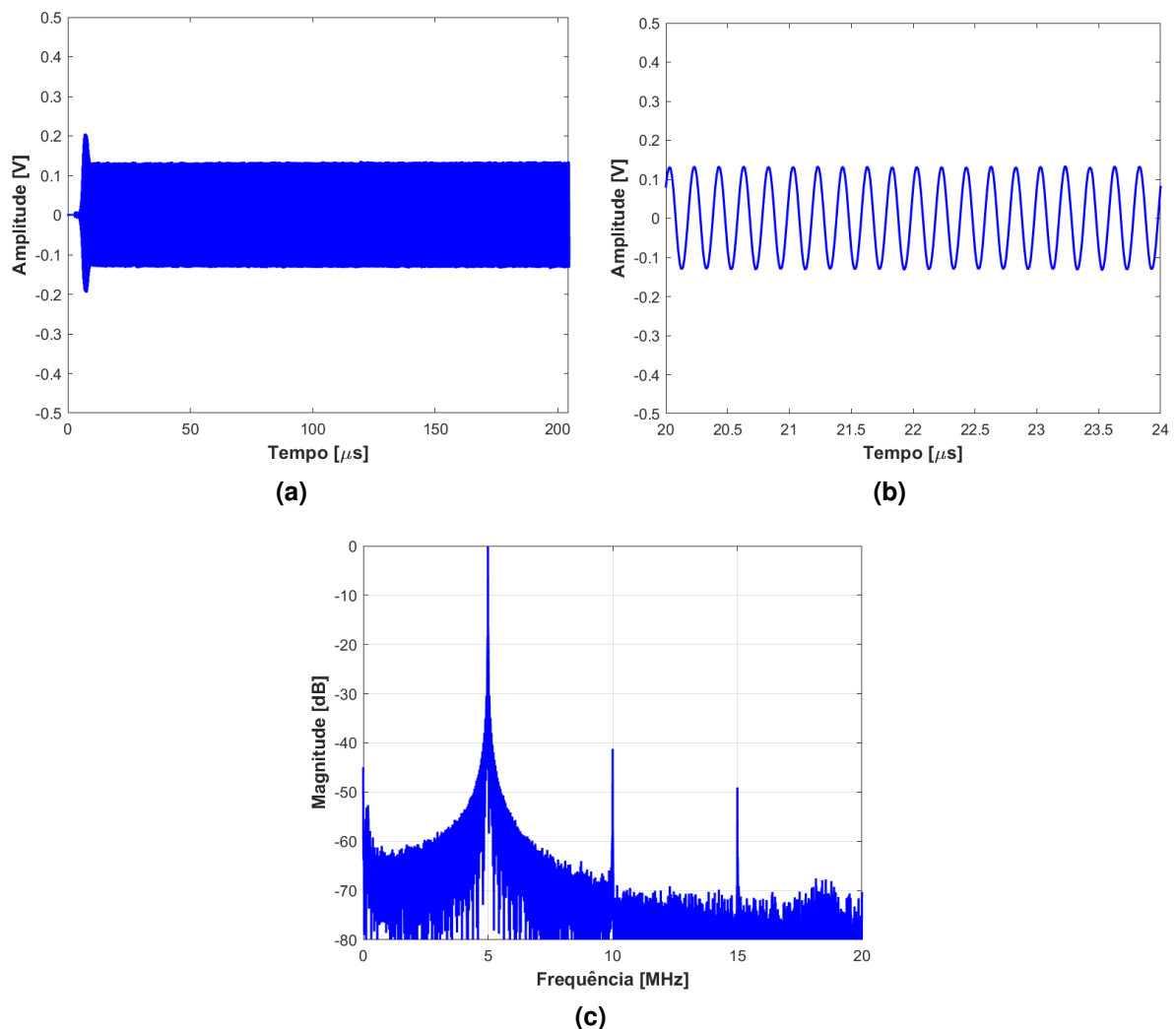
Fonte: Autoria própria (2023).

Na Figura 26 e na Figura 27 são ilustrados dois exemplos para avaliação qualitativa do funcionamento do ADC e demais componentes do módulo de RX nos domínios do tempo e da frequência, através da aplicação de uma forma de onda senoidal. Os testes foram realizados com gerador de funções configurado com amplitude de 200 mVpp para as frequências de 5 MHz e 10 MHz, respectivamente. Além disso, o ganho do DAC7311 foi ajustado para 0 dB (unitário) e a frequência de amostragem em 80 MHz. Na Figura 26(a) e Figura 27(a) são mostrados os sinais adquiridos pelo sistema na escala temporal. Na Figura 26(b) e Figura 27(b) são apresentados os mesmos sinais digitalizados entre 20 e 24 μ s para melhor visualização. Os espectros

em frequência dos sinais adquiridos são mostrados na Figura 26(c) e Figura 27(c), nas quais é possível verificar que a componente com maior magnitude normalizada está na frequência fundamental de 5 MHz e 10 MHz, respectivamente, validando o módulo de RX. Em ambos os casos, a 2ª harmônica da frequência central foi inferior a -40 dB.

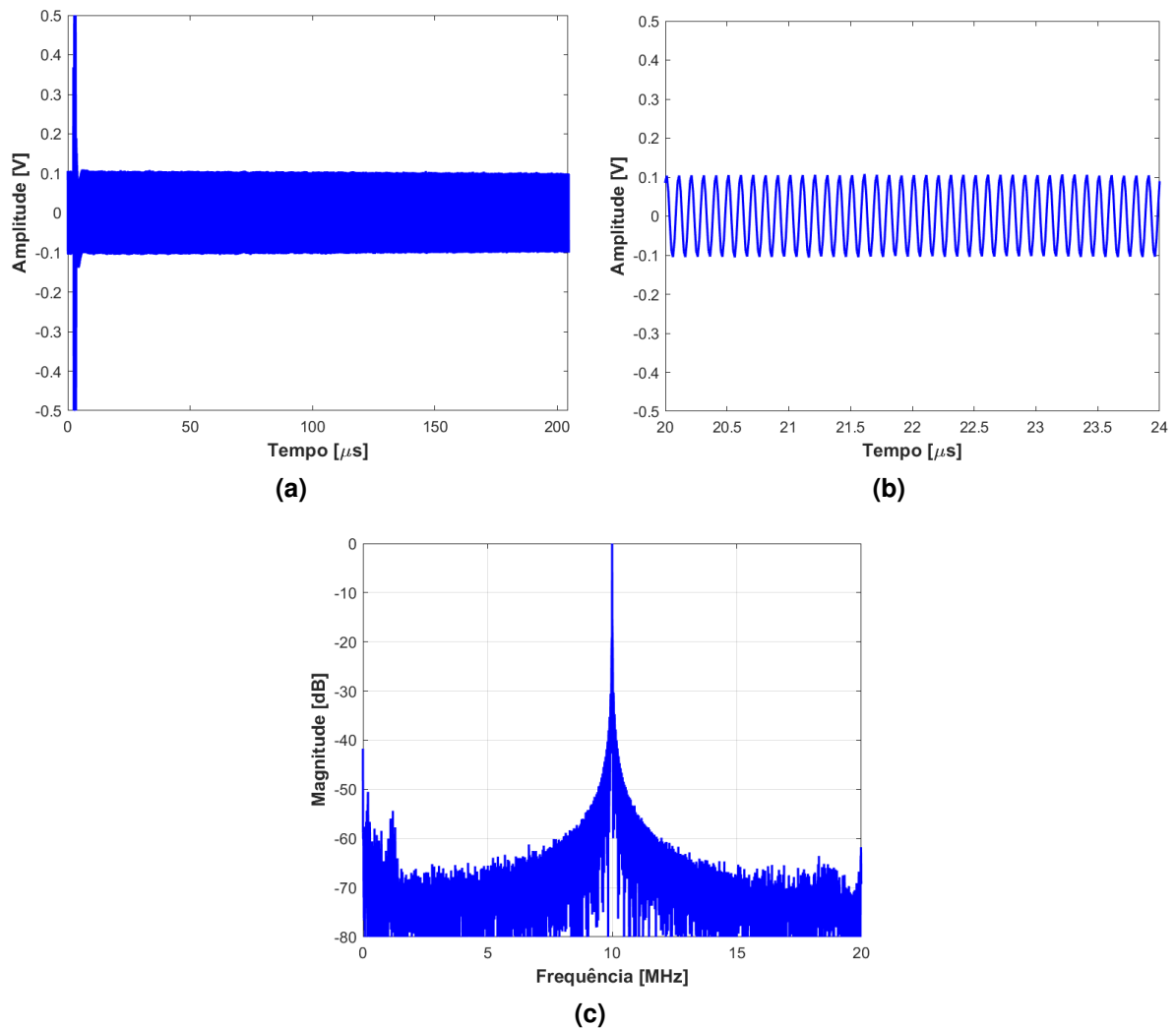
A parte inicial dos sinais mostrados na Figura 26(a) e Figura 27(a) com amplitude mais elevada indica o momento em que o pulso de excitação foi aplicado. Dessa forma, o intervalo de tempo inicial de 12 μs foi excluído para a correta análise em frequência. Esse sinal aparece mesmo sem a aplicação da tensão de alimentação de HV, sendo que a digitalização do sinal de RF começa 1,25 μs antes da aplicação do pulso de excitação.

Figura 26 – Teste do módulo de RX através da aplicação de uma forma de onda senoidal com frequência de 5 MHz e amplitude de 200 mVpp. (a) Sinal adquirido pelo sistema. (b) Ampliação da faixa de tempo entre 20 e 24 μs . (c) Espectro em frequência.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 27 – Teste do módulo de RX através da aplicação de uma forma de onda senoidal com frequência de 10 MHz e amplitude de 200 mVpp. (a) Sinal adquirido pelo sistema (b) Ampliação da faixa de tempo entre 20 e 24 μ s. (c) Espectro em frequência.



Fonte: Autoria própria (2023).

4.2 Caracterização do módulo de Transmissão

Nesta seção são apresentados os resultados dos testes de avaliação do módulo de TX do sistema com o GFOA MD2131. Para os testes foram utilizadas carga RC e transdutores com frequência central de 1,6 MHz e 5 MHz.

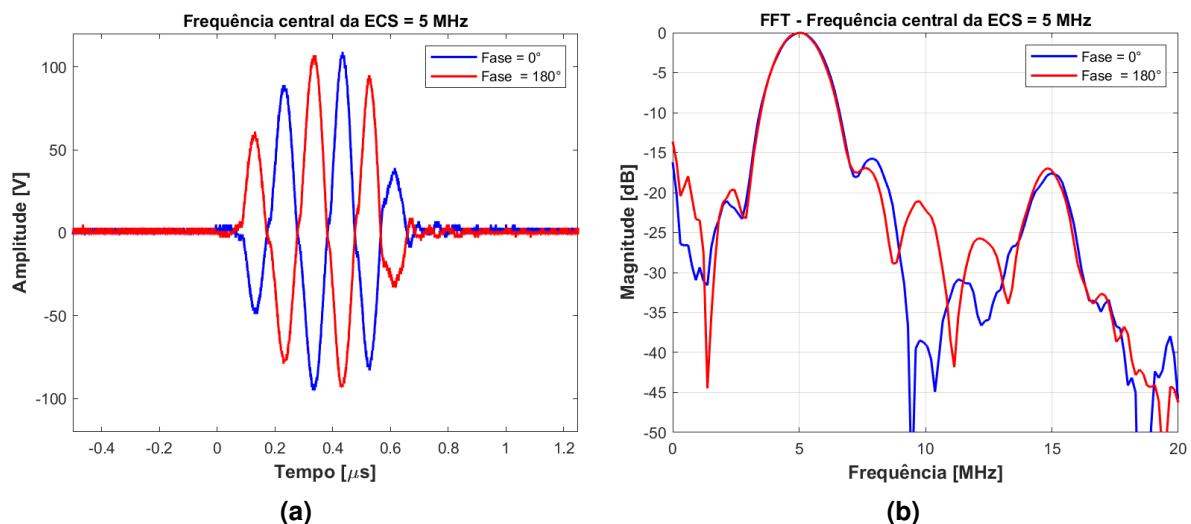
As formas de onda foram adquiridas por osciloscópio e transferidas para posterior processamento em PC. Para as avaliações de ECS e ECC foram selecionados o janelamento Hanning e Tukey (0,25), respectivamente. A partir do espectro em frequência dos sinais brutos (sem filtragem) adquiridos foram calculadas a frequência central experimental, BW_{abs} e BW_{rel} , sendo os dois últimos avaliados em -6 dB. A frequência dos sinais I e Q de TX com modulação PWM para o MD2131 foi ajustada para 160 MHz.

4.2.1 Avaliação da funcionalidade de controle de fase

Inicialmente, foram realizadas avaliações do ajuste de fase do MD2131 através de formas de onda defasadas em 180° para ECS e ECC com carga RC, conforme podem ser vistas na Figura 28 e Figura 29, respectivamente.

Na Figura 28 são mostradas duas formas de onda sobrepostas geradas por ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos, e ajuste de fase igual a 0° (sinal azul) e 180° (sinal vermelho). Através deste resultado é possível verificar qualitativamente a correta inversão de fase dos sinais com janelamento Hanning. Observa-se também a similaridade da magnitude dos espectros na faixa de -6 dB em torno da frequência central aplicada, sendo que a componente de corrente contínua possui magnitude de -13,6 dB e as demais componentes de frequência são inferiores a -16,9 dB.

Figura 28 – Avaliação do ajuste de fase para ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning. (a) Formas de onda com fase igual a 0° (sinal azul) e 180° (sinal vermelho) na carga RC. (b) Espectro em frequência dos sinais.



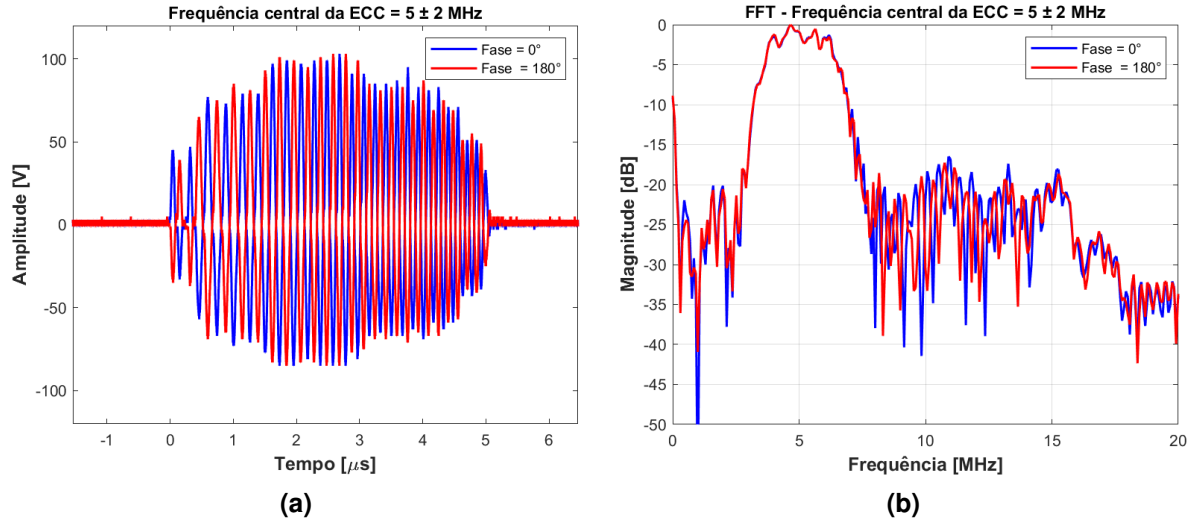
Fonte: Autoria própria (2023).

Seguindo a mesma abordagem anterior, na Figura 29 são mostrados os resultados com ECC de dois sinais com faixa de frequência de 5 ± 2 MHz, duração de $5 \mu s$, e ajuste de fase igual a 0° (sinal azul) e 180° (sinal vermelho). Percebe-se que a frequência central dos dois métodos é próxima de 5 MHz, porém os sinais de ECC gerados com janelamento Tukey, a partir da técnica *chirp*, possuem maior largura de banda, conforme o esperado.

Os resultados quantitativos da funcionalidade de inversão de fase das formas de onda geradas por ECS e ECC em carga RC podem ser vistos na Tabela 2. Considerando-se a frequência central de excitação de 5 MHz, esta avaliação indica um erro inferior a 1% para ECS e 3% para ECC, evidenciando maior BW_{abs} e BW_{rel} para ECC.

A funcionalidade de ajuste de fase do MD2131 também foi analisada com variação de fase de 0° a 360° e passo de 90° . Os resultados desta avaliação usando ECS com frequência

Figura 29 – Avaliação do ajuste de fase da forma de onda de ECC com frequência central de 5 ± 2 MHz, duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey. (a) Formas de onda geradas pelo sistema com fase igual a 0° (sinal azul) e 180° (sinal vermelho) na carga RC. (b) Espectro em frequência dos sinais.



Fonte: Autoria própria (2023).

Tabela 2 – Resultados quantitativos da inversão de fase da forma de onda com ECS e ECC usando carga RC.

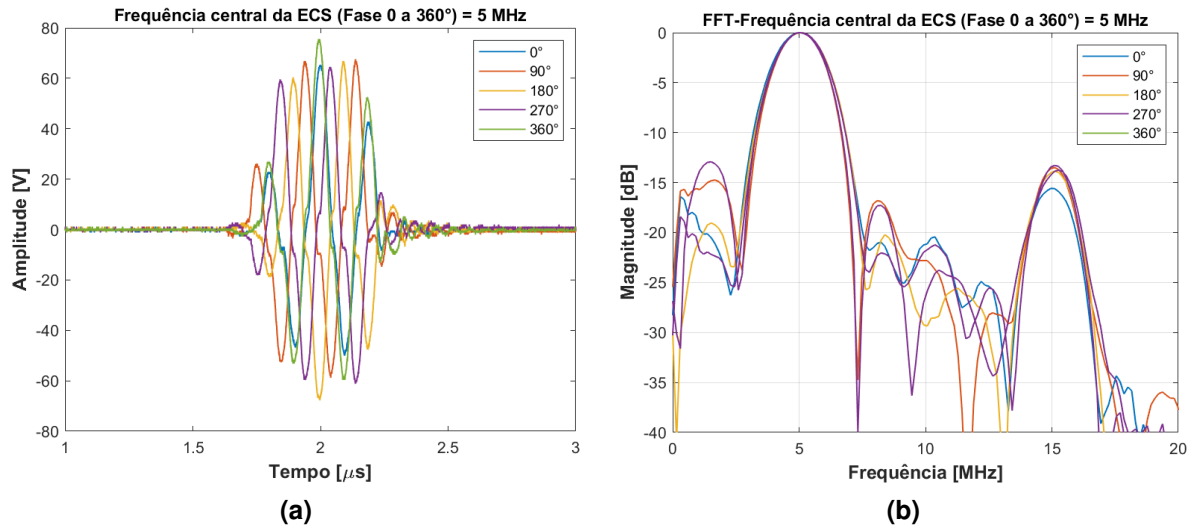
Parâmetro	ECS	ECC	Unidade
	5 MHz 3 Ciclos	5 ± 2 MHz 5 μs	
Frequência central (sem inversão)	5,04	5,11	[MHz]
Frequência central (com inversão)	4,96	5,15	[MHz]
BW_{abs} (sem inversão)	2,44	3,05	[MHz]
BW_{abs} (com inversão)	2,29	3,13	[MHz]
BW_{rel} (sem inversão)	48,48	59,70	[%]
BW_{rel} (com inversão)	46,15	60,74	[%]

Fonte: Autoria própria (2023).

central de 5 MHz e duração de 3 ciclos na carga RC são apresentados na Figura 30. O mesmo experimento foi repetido com o transdutor de 5 MHz, resultando na Figura 31. Analisando-se esses resultados, verifica-se a coerência entre as formas de onda, também comprovada pelos espectros em frequência com perfeita concordância na faixa de interesse com maior magnitude. Adicionalmente, nota-se uma componente de 3^a harmônica em ambos os casos, porém com magnitude inferior a -12 dB e -7 dB para os testes com carga RC e transdutor, respectivamente.

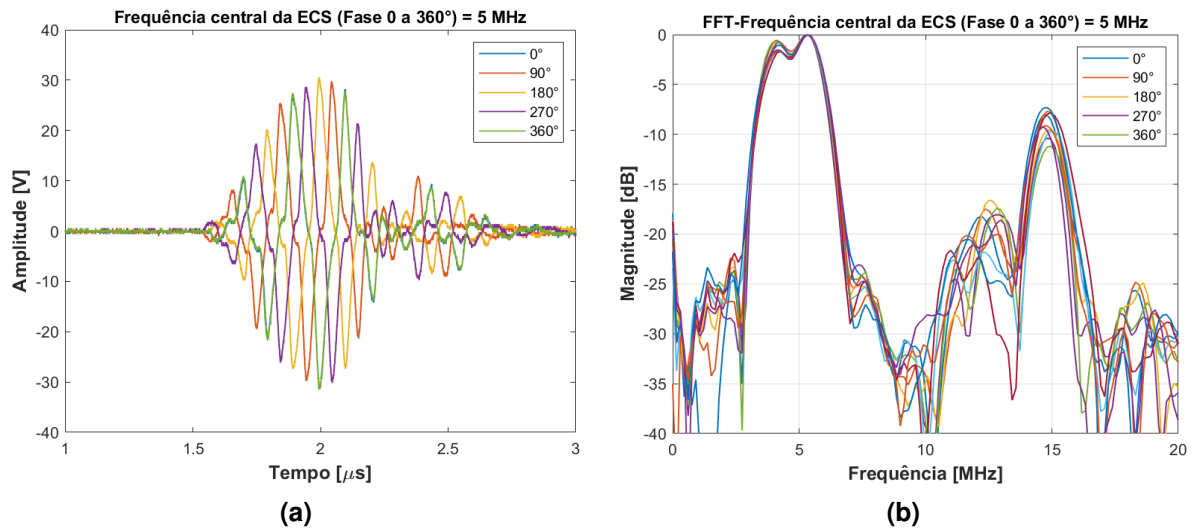
Os cálculos de frequência central experimental e largura de banda foram realizados para os sinais defasados são mostrados na Tabela 3. Esses resultados indicam um valor médio de frequência central com desvio padrão de $5,03 \pm 0,04$ MHz com carga RC, mais próximo ao usado na excitação (5 MHz) em comparação com o valor de $4,80 \pm 0,03$ MHz do ensaio com transdutor.

Figura 30 – Formas de onda de ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos, janelamento Hanning e fase variando de 0° a 360° com passo de 90°. (a) Sinais na carga RC. (b) Espectro em frequência dos respectivos sinais.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 31 – Formas de onda de ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos, janelamento Hanning e fase variando de 0° a 360° com passo de 90°. (a) Sinais no transdutor. (b) Espectro em frequência dos respectivos sinais.



Fonte: Autoria própria (2023).

4.2.2 Avaliação da funcionalidade de controle da amplitude de apodização

Nesta subseção é avaliada outra importante funcionalidade do MD2131 que é o controle da amplitude de apodização. Na Figura 32 é mostrada a avaliação do ajuste da amplitude de apodização a partir do DAC interno de 8 bits do MD2131 com carga RC. Nesse ensaio, a fonte de alimentação de HV foi ajustada para a tensão de +60 V e o sistema configurado para

Tabela 3 – Resultados quantitativos das formas de onda de ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e variação de fase entre 0° e 360° utilizando carga RC e transdutor.

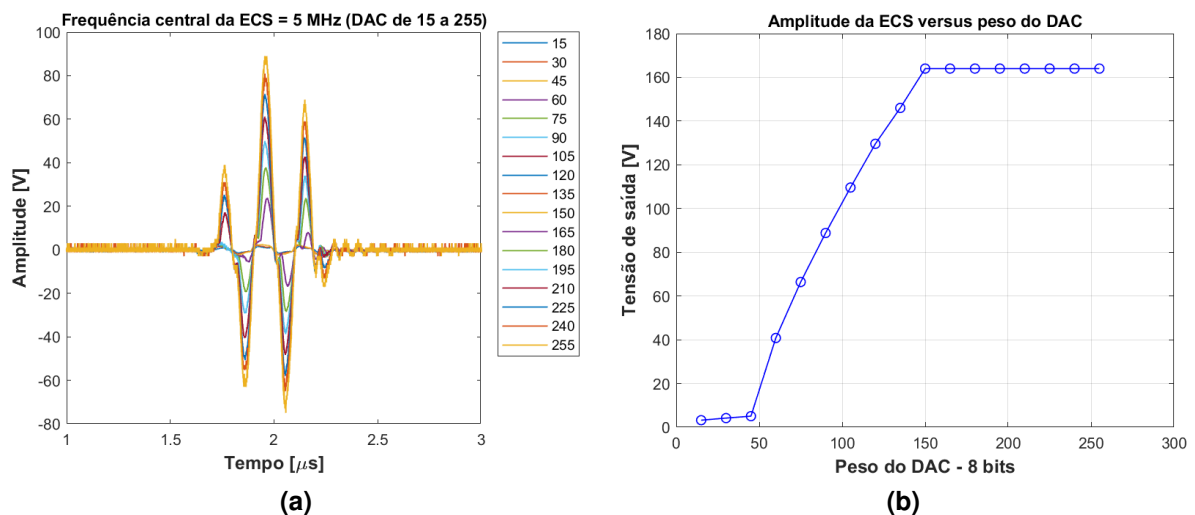
Parâmetro	RC	Transdutor	Unidade
Frequência central mínima	4,96	4,73	[MHz]
Frequência central máxima	5,11	4,88	[MHz]
Frequência central média	5,03	4,80	[MHz]
Desvio padrão de frequência central	0,04	0,03	[MHz]
BW_{abs} mínima	2,44	2,44	[MHz]
BW_{abs} máxima	2,75	2,59	[MHz]
BW_{abs} média	2,70	2,56	[MHz]
Desvio padrão de BW_{abs}	0,08	0,06	[MHz]
BW_{rel} mínima	48,48	50,00	[%]
BW_{rel} máxima	54,55	53,97	[%]
BW_{rel} média	53,64	53,43	[%]
Desvio padrão de BW_{rel}	1,65	1,13	[%]

Fonte: Autoria própria (2023).

ECS com frequência central de 5 MHz, 3 ciclos e DAC do MD2131 variando de peso 15 a 255 com passo 15.

Na Figura 32 são ilustradas as formas de onda obtidas e a curva de caracterização do ajuste de amplitude do DAC do MD2131. Os resultados indicam que a partir do peso 150 a amplitude de tensão da forma de onda estabiliza com valor aproximado de 164 V. Isto é, o sistema satura em 58,82% da faixa de ajuste de 8 bits (valor máximo de 255) do DAC.

Figura 32 – Avaliação do ajuste da amplitude de apodização do MD2131 usando ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e DAC variando de 15 a 255 com passo 15. (a) Formas de onda na carga RC. (b) Curva de amplitude versus peso do DAC.



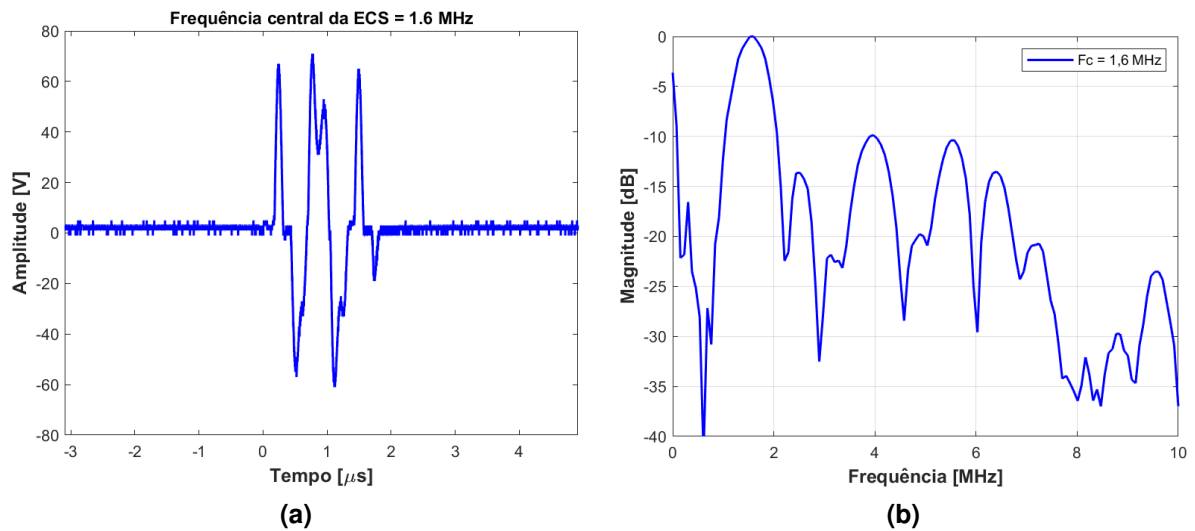
Fonte: Autoria própria (2023).

4.2.3 Avaliação de ECS e ECC com carga RC

Os testes apresentados nesta subseção foram realizados com as frequências centrais de 1,6 MHz e 5 MHz para ECS, e faixas de $1,6 \text{ MHz} \pm 0,4 \text{ MHz}$ e $5 \text{ MHz} \pm 2 \text{ MHz}$ para ECC. Para a segunda faixa *chirp*, foram avaliados pulsos de $5 \mu\text{s}$ (curto), $10 \mu\text{s}$ (médio) e $20 \mu\text{s}$ (longo).

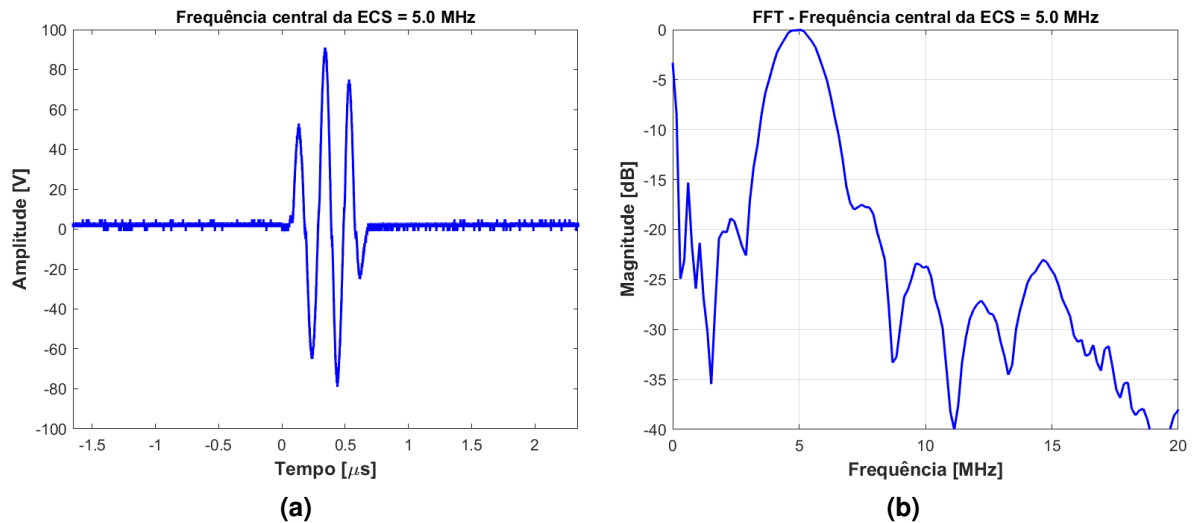
Na Figura 33 e Figura 34 são mostradas as avaliações dos sinais brutos (sem filtragem) de ECS na carga RC com 3 ciclos e frequência central de 1,6 MHz e 5 MHz, respectivamente.

Figura 33 – Avaliação da ECS com frequência central de 1,6 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning. (a) Forma de onda na carga RC. (b) Espectro em frequência do sinal.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 34 – Avaliação da ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning. (a) Forma de onda na carga RC. (b) Espectro em frequência do sinal.

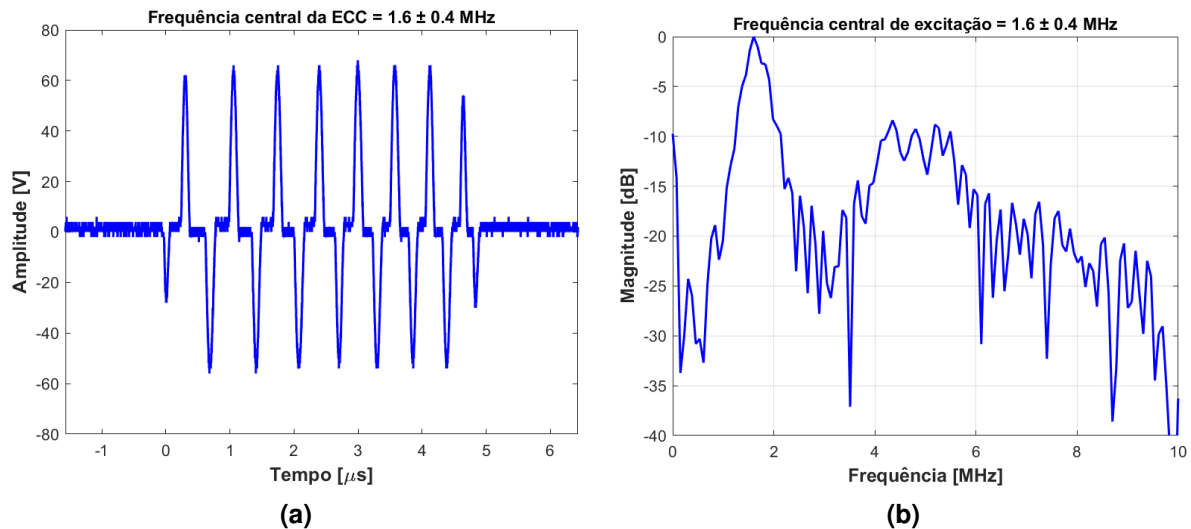


Fonte: Autoria própria (2023).

Os resultados indicam amplitude máxima de 132 V para a frequência central de 1,6 MHz e 166 V para 5 MHz. É possível notar que o sinal com frequência central de 5 MHz apresenta melhor perfil, isto é, sem oscilação nos picos bem como nível contínuo entre os semiciclos. Verifica-se em ambos os espectros uma componente de corrente contínua com elevada magnitude. As demais componentes em frequência possuem magnitude inferior a -10 dB e -23 dB para os sinais com frequência central de 1,6 MHz e 5 MHz, respectivamente.

Na Figura 35 é mostrada a forma de onda de ECC com faixa de frequência de $1,6 \pm 0,4$ MHz e duração de $5 \mu\text{s}$ obtida com carga RC. Observa-se no sinal com amplitude de aproximadamente 125 V a descontinuidade entre os semiciclos, que não é uma característica desejada para um sinal de excitação com modulação *chirp* linear. Como na avaliação de ECS com frequência de 1,6 MHz, o espectro do sinal de ECC apresentou magnitude máxima fora da faixa de interesse com valor considerado elevado (-8 dB), indicando que a geração do sinal pode ser melhorada.

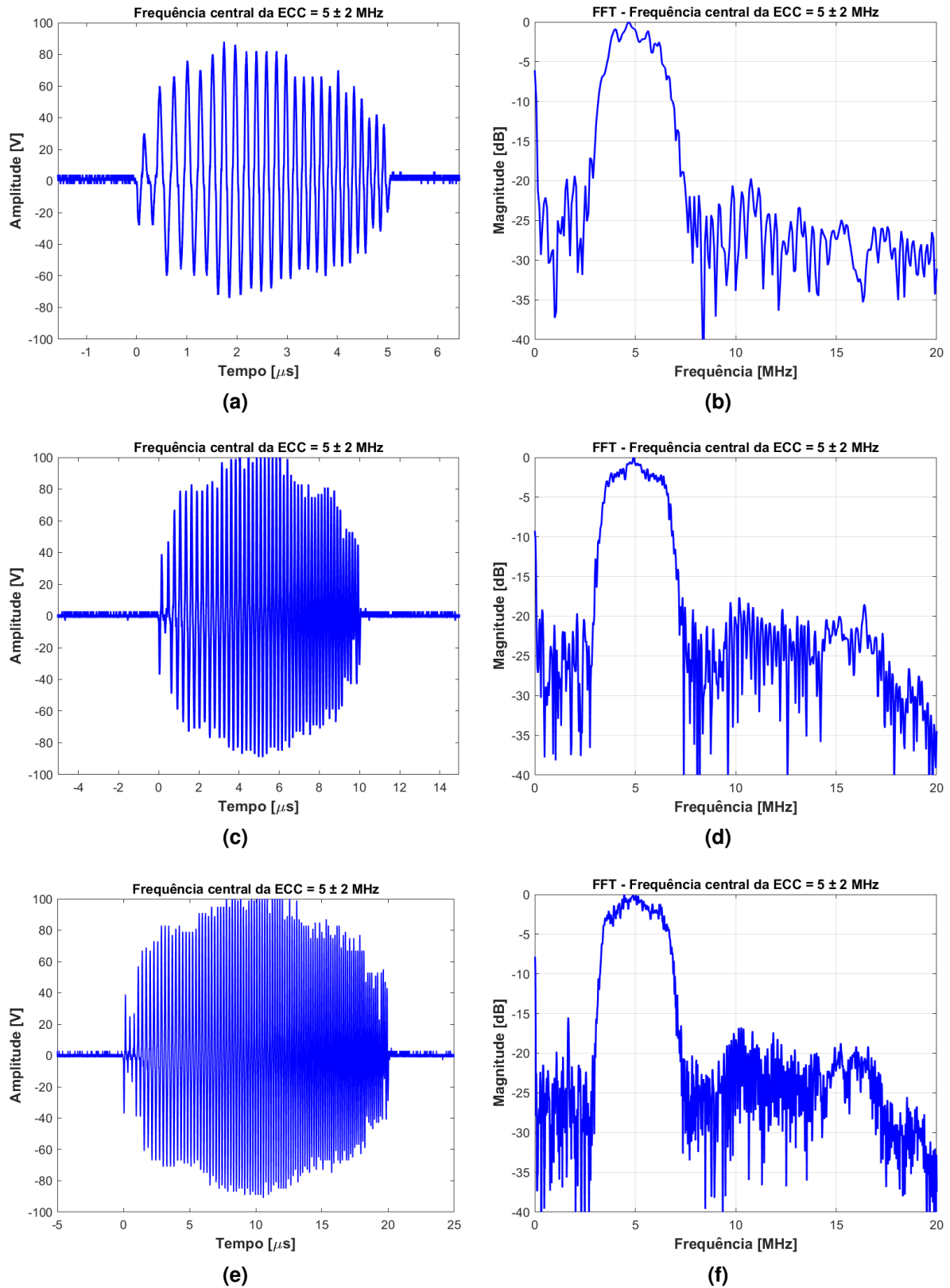
Figura 35 – Avaliação da ECC com frequência central de $1,6 \pm 0,4$ MHz, duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey. (a) Forma de onda na carga RC. (b) Espectro em frequência do sinal.



Fonte: Autoria própria (2023).

Como forma de demonstrar a capacidade do sistema em gerar pulsos complexos com longa duração, na Figura 36 são mostrados os resultados da ECC para a faixa de frequência de 5 ± 2 MHz, janelamento Tukey e duração de $5 \mu\text{s}$, $10 \mu\text{s}$ e $20 \mu\text{s}$ na carga RC. Percebe-se que o início e fim dos sinais possuem menor amplitude, seguindo o perfil do janelamento Tukey aplicado aos sinais de excitação. Entretanto, a amplitude dos pulsos de saída não é uniforme e pode ser melhorada com técnicas de compensação de ganho, como apresentado por Qiu *et al.* (2012b). Por outro lado, conforme as análises em frequência, a componente com maior magnitude está próxima de 5 MHz e a banda mais larga está conforme o esperado, isto é, com perfil similar para as diferentes durações avaliadas.

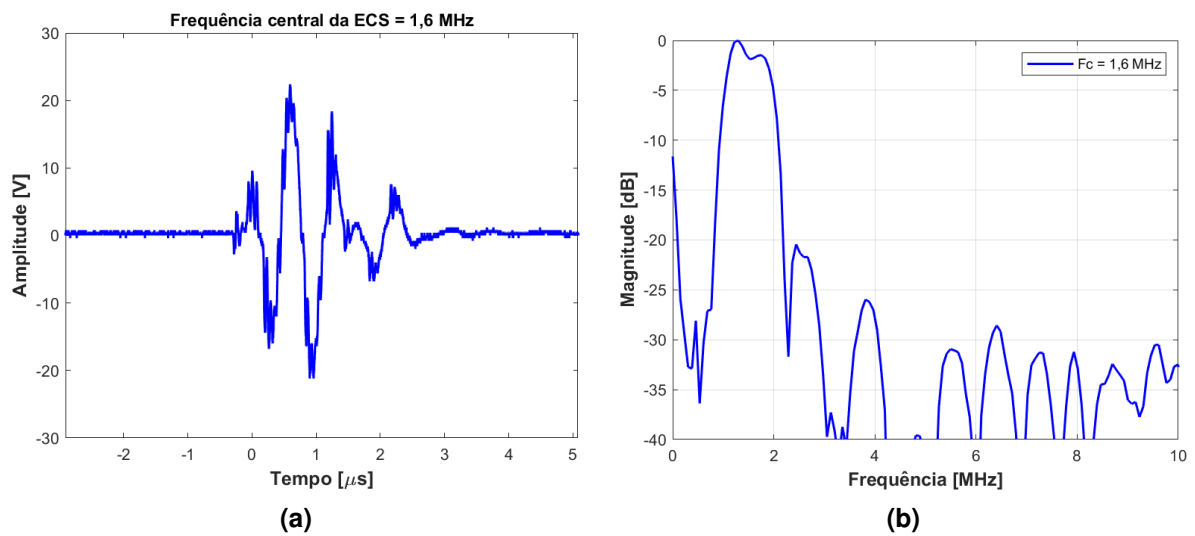
Figura 36 – Avaliação da ECC com frequência central de 5 ± 2 MHz e duração de (a) $5 \mu\text{s}$, (c) $10 \mu\text{s}$ e (e) $20 \mu\text{s}$ com os respectivos espectros em frequência (b), (d) e (f).



Fonte: Autoria própria (2023).

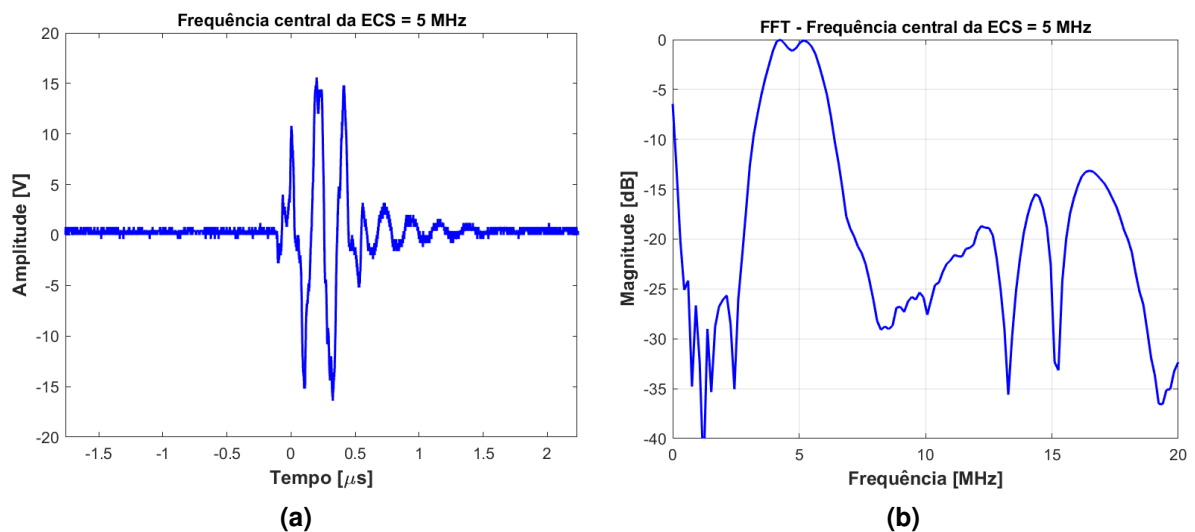
Em seguida às avaliações com carga RC, foram realizados testes com transdutores de US. Inicialmente, na Figura 37 e na Figura 38 são mostrados os pulsos de ECS com duração de 3 ciclos e janelamento Hanning para as frequências de 1,6 MHz e 5 MHz, respectivamente, aplicadas aos transdutores de mesma frequência central em conjunto com seus espectros em frequência. Em ambos os casos é gerado um pulso elétrico complexo resultante da interação da saída do GFOA com os transdutores piezoelétricos, entretanto com larguras de banda bem definidas. As amplitudes máximas foram 45 V e 33 V, respectivamente.

Figura 37 – Avaliação do pulso de ECS com duração de 3 ciclos e janelamento Tukey usando transdutor de 1,6 MHz. (a) Forma de onda de saída. (b) Espectro em frequência do pulso.



Fonte: Autoria própria (2023).

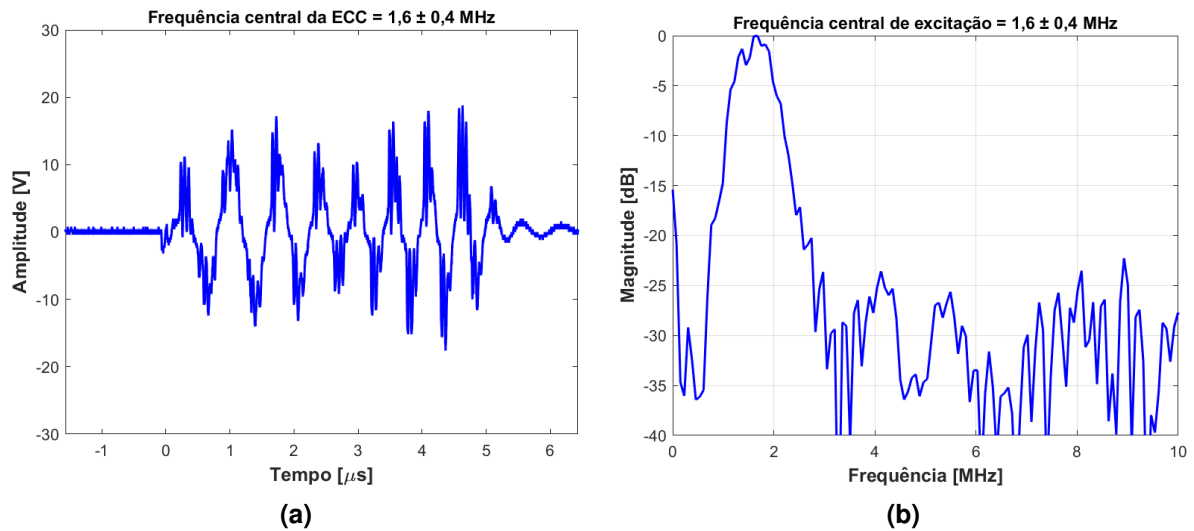
Figura 38 – Avaliação do pulso de ECS com duração de 3 ciclos e janelamento Tukey usando transdutor de 5 MHz. (a) Forma de onda de saída. (b) Espectro em frequência do pulso.



Fonte: Autoria própria (2023).

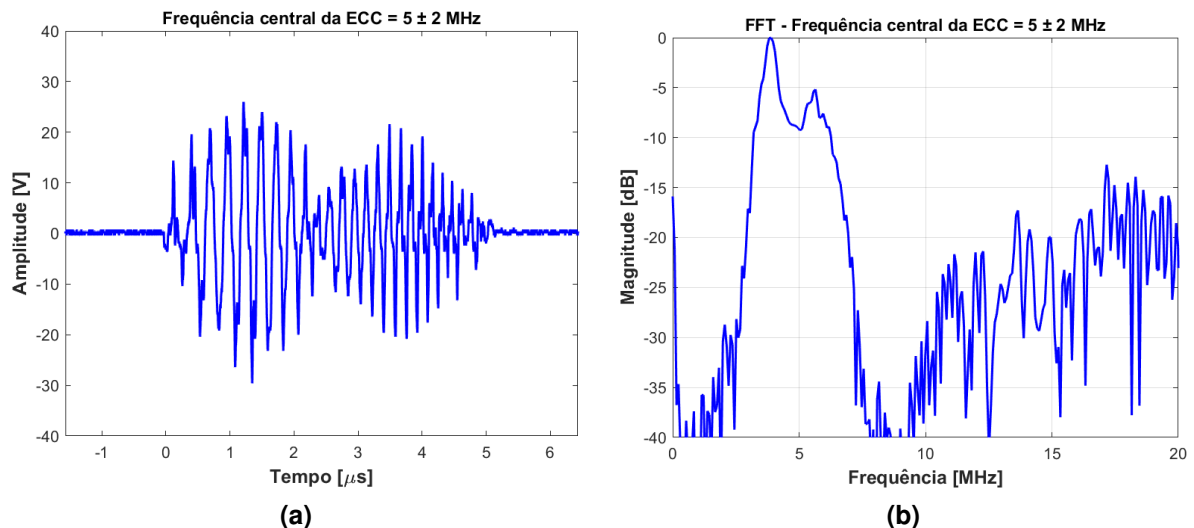
Na Figura 39 e Figura 40 são ilustradas as formas de onda da ECC com duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey para as frequências de $1,6 \pm 0,4 \text{ MHz}$ e $5 \pm 2 \text{ MHz}$ aplicadas aos transdutores de $1,6 \text{ MHz}$ e 5 MHz , respectivamente, em conjunto com seus espectros em frequência.

Figura 39 – Avaliação da ECC com faixa de frequência de $1,6 \pm 0,4 \text{ MHz}$, duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey. (a) Forma de onda com transdutor de $1,6 \text{ MHz}$. (b) Espectro em frequência do pulso.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 40 – Avaliação da ECC com faixa de frequência de $5 \pm 2 \text{ MHz}$, duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey. (a) Forma de onda gerada com transdutor de 5 MHz . (b) Espectro em frequência do pulso.



Fonte: Autoria própria (2023).

Em ambos os espectros dos pulsos *chirp* é possível notar uma queda considerável na magnitude dentro da largura de banda do transdutor utilizado. Para o transdutor de $1,6 \text{ MHz}$ esse valor ocorreu na frequência de $1,44 \text{ MHz}$ ($-2,96 \text{ dB}$), sendo mais acentuada no transdutor

de 5 MHz. Nesse caso, o valor ocorreu em 4,96 MHz (-9,05 dB), isto é, abaixo do limite de largura de -6 dB. A frequência com maior amplitude para os transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz foi de 1,67 MHz (37 V) e 3,81 MHz (55 V), respectivamente.

Os resultados quantitativos dos pulsos de ECS utilizando carga RC e os transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz com duração de 3 ciclos são descritos e ilustrados na Tabela 4. Percebe-se que os erros de frequência central dos sinais de excitação são relativamente baixos, especialmente nas avaliações com carga RC. Porém, os pulsos de 5 MHz possuem melhores resultados em ambos os casos em relação aos de 1,6 MHz.

Tabela 4 – Resultados quantitativos dos pulsos de ECS com janelamento Hanning e duração de 3 ciclos utilizando carga RC e os transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz.

Parâmetro	1,6 MHz	1,6 MHz	5 MHz	5 MHz	Unidade
	3 Ciclos RC	3 Ciclos Transdutor	3 Ciclos RC	3 Ciclos Transdutor	
Frequência central	1,56	1,53	4,96	4,81	[MHz]
Erro de frequência central	2,25	4,63	0,82	3,87	[%]
BW_{abs}	0,69	0,92	2,29	2,60	[MHz]
BW_{rel}	43,90	60,00	46,15	54,00	[%]

Fonte: Autoria própria (2023).

Na Tabela 5 são indicados os resultados quantitativos das formas de onda de ECC com faixa de frequência de $1,6 \pm 0,4$ MHz e 5 ± 2 MHz (duração de $5 \mu s$) para carga RC e para os transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz, respectivamente. Como na avaliação anterior, os erros de frequência central foram menores que 10%, indicando concordância com o sinal de excitação aplicado. Entretanto, observa-se maior erro para a faixa de 5 ± 2 MHz usando o transdutor.

Tabela 5 – Resultados quantitativos dos pulsos de ECC com janelamento Tukey e duração de $5 \mu s$ utilizando carga RC e transdutores de 1,6 MHz e 5 MHz.

Parâmetro	$1,6 \pm 0,4$ MHz	$1,6 \pm 0,4$ MHz	5 ± 2 MHz	5 ± 2 MHz	Unidade
	$5 \mu s$ RC	$5 \mu s$ Transdutor	$5 \mu s$ RC	$5 \mu s$ Transdutor	
Frequência central	1,64	1,60	5,07	4,54	[MHz]
Erro de frequência central	2,52	2,25	1,32	9,21	[%]
BW_{abs}	0,53	0,84	3,36	2,21	[MHz]
BW_{rel}	32,56	53,66	66,27	48,74	[%]

Fonte: Autoria própria (2023).

4.3 Resultados experimentais de aquisição de sinais com *phantom*

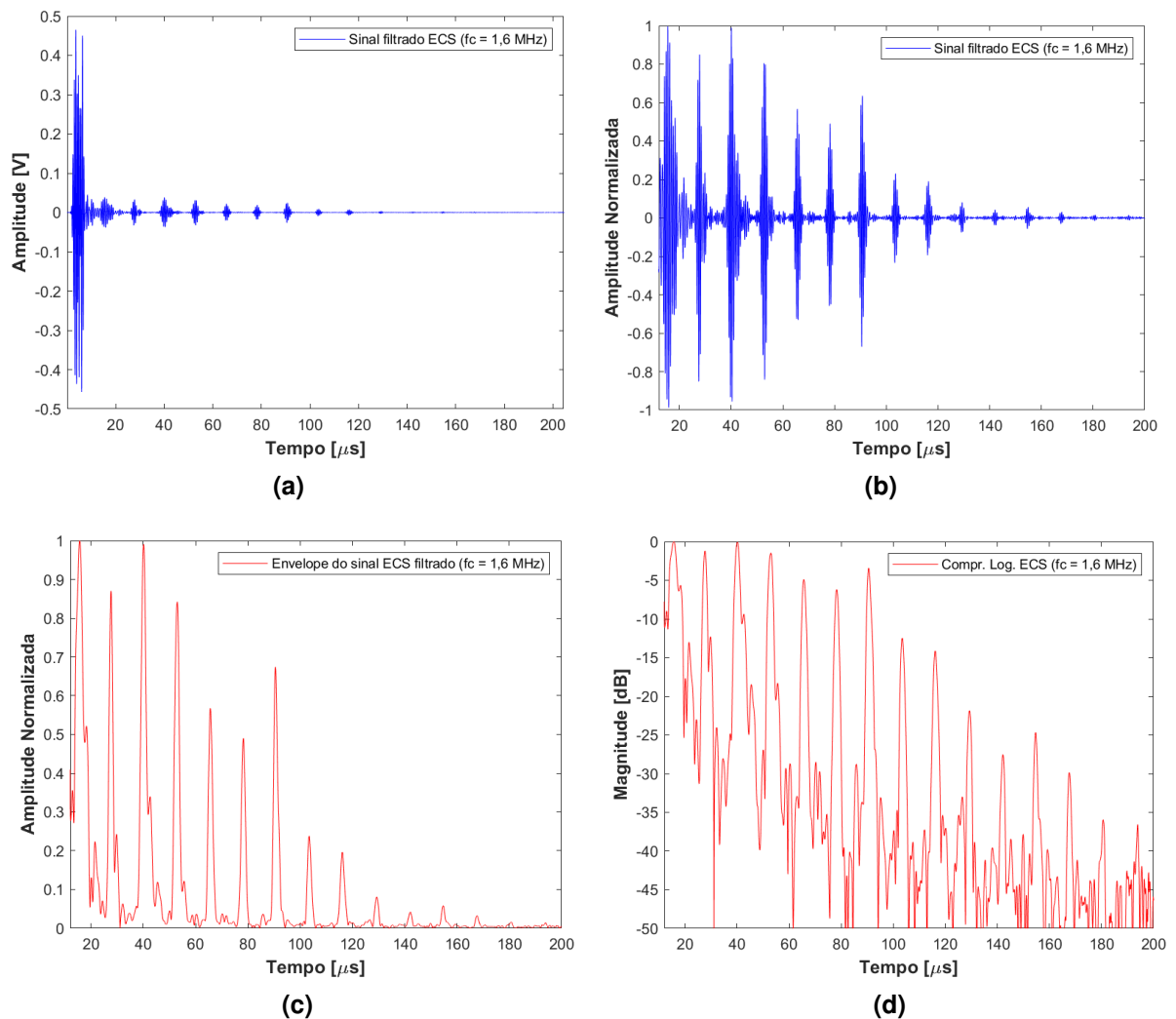
Nesta seção são apresentados os resultados de aquisição de ecos de RF a partir de pulsos de ECS e ECC com o *phantom* de US da marca Fluke. Os testes foram conduzidos com o transdutor de 1,6 MHz e ajuste de tensão de alimentação de 60 V com frequência de amostragem de 80 MHz.

4.3.1 Avaliação do sistema utilizando o *phantom* de propósito geral Fluke

A sequência utilizada para processamento dos ecos brutos de RF a partir do pulso de ECS com frequência central de 1,6 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning no *phantom* Fluke é ilustrada na Figura 41.

Inicialmente, um filtro *Finite Impulse Response* (FIR) passa-faixa (banda passante entre 1 e 2,2 MHz) foi aplicado ao eco bruto de RF para reduzir as componentes em frequência fora da faixa de interesse. Após a filtragem digital, foram realizadas as etapas de detecção de envelope, através do valor absoluto da Transformada de Hilbert (OPPENHEIM; SCHAFFER, 1999), e compressão logarítmica com faixa dinâmica de -50 dB. O período inicial de 12 μs que contém a informação do pulso de excitação foi excluído do sinal para melhor visualização.

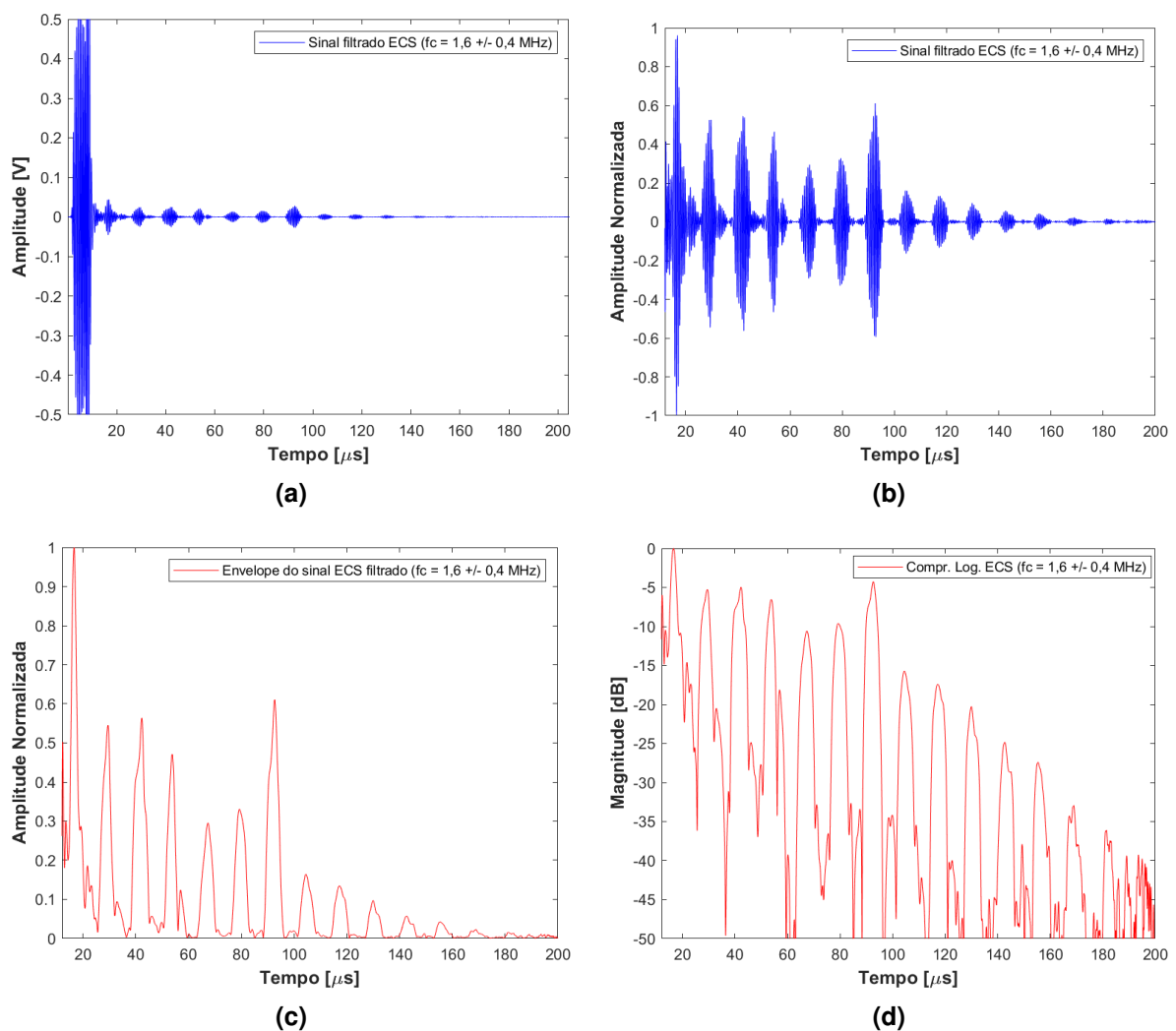
Figura 41 – Sequência de processamento dos ecos de RF a partir de ECS com frequência central de 1,6 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning aplicado ao grupo 1 do *phantom* Fluke. (a) Sinal de RF filtrado. (b) Sinal normalizado com duração entre 12 e 200 μs . (c) Envelope normalizado. (d) Compressão logarítmica do envelope.



Fonte: Autoria própria (2023).

Essa sequência é típica do processamento de sinais de US para reconstrução de imagens (FISH; FISH, 1990; HEDRICK, 1995; SHUNG, 2005). É possível observar nos sinais normalizados até 15 alvos do *phantom* nas imagens geradas, sendo que o último alvo possui magnitude de -36,76 dB com tempo de 193,83 μs . A mesma análise foi realizada com o transdutor de 1,6 MHz para ECC com faixa de frequência de $1,6 \pm 0,4$ MHz e duração de 5 μs (Figura 42). Neste caso, é possível identificar com clareza até 14 alvos para avaliação da resolução axial. O último alvo distinguível possui magnitude de -36,13 dB em 181,40 μs .

Figura 42 – Sequência de processamento dos ecos de RF a partir de ECC com faixa de frequência de $1,6 \pm 0,4$ MHz, duração de 5 μs e janelamento Tukey aplicado ao *phantom* Fluke. (a) Sinal de RF filtrado. (b) Sinal normalizado com duração entre 12 e 200 μs . (c) Envelope normalizado. (d) Compressão logarítmica do envelope.



Fonte: Autoria própria (2023).

Com base no perfil dos alvos de cada imagem de compressão logarítmica, obtiveram-se os valores de largura à meia altura (FWHM) para avaliação da resolução axial, e posição relativa dos alvos para ambas as avaliações de ECS e ECC no *phantom* Fluke, apresentados na Tabela 6. A distância relativa entre os alvos D foi obtida através da diferença de tempo entre o pico

de dois alvos consecutivos, sendo considerada a velocidade de propagação do som no meio (c) de 1540 m/s para avaliar a eficácia dos processamentos. O primeiro valor de D não é mostrado na Tabela 6, pois não foi considerada a posição inicial do transdutor durante os ensaios. Os resultados ECS indicam lóbulos mais estreitos em comparação com ECC, resultando em valores médios de FWHM com desvio padrão de $1,51 \pm 0,38$ mm e $3,18 \pm 0,53$ mm, respectivamente. Já os valores médios de distância relativa entre os alvos foram praticamente iguais para ECS ($9,83 \pm 0,26$ mm) e ECC ($9,79 \pm 0,48$ mm).

Tabela 6 – Dados de FWHM axial e distância (D) dos alvos do *phantom* Fluke obtidos com pulsos de ECS e ECC aplicados com transdutor de 1,6 MHz.

Alvo	ECS		ECC		
	FWHM [mm]	D [mm]	FWHM [mm]	D [mm]	
1	2,72	-	1,93	-	
2	1,37	9,26	2,86	9,93	
3	1,78	9,63	3,89	9,90	
4	1,69	9,93	2,48	8,90	
5	1,50	9,79	3,38	10,46	
6	1,44	9,74	3,46	9,23	
7	1,44	9,50	3,49	10,31	
8	1,40	9,95	3,41	9,14	
9	1,46	9,80	3,69	9,82	
10	1,36	10,18	3,36	9,86	
11	1,32	9,93	3,53	9,84	
12	1,17	9,66	3,02	9,80	
13	1,24	10,00	3,45	10,48	
14	1,79	10,06	2,69	9,64	
15	1,03	10,24	-	-	
Erro médio de FWHM	51,40	-	218,80	-	[%]
Erro médio de D	-	1,65	-	2,07	[%]

Fonte: Autoria própria (2023).

5 DISCUSSÃO

A pesquisa de novas abordagens de TX e RX ultrassônica, métodos de processamento de sinais e imagens, além de investigações experimentais, representam passos fundamentais para o sucesso de novas aplicações do US para o auxílio ao diagnóstico médico. Entretanto, conforme apontam Tortoli e Jensen (2006) e Saniie e Oruklu (2012), normalmente, menos esforço é endereçado ao desenvolvimento de soluções de hardware envolvendo instrumentação médica e industrial, como apresentado neste trabalho.

A placa ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX, utilizada neste trabalho com o chip MD2131, permite a geração de formas de ondas arbitrárias complexas a partir da técnica PWM. Essa placa foi desenvolvida na pesquisa de Medeiros (2022), que avaliou o GFOA MD2134 com a técnica PAM.

Entre as principais vantagens do sistema reconfigurável baseado no GFOA MD2131, destacam-se a capacidade de simulação de pulso de excitação e geração automática de sinais digitais de controle através de GUI. Essas características foram descritas no artigo *Development and evaluation of a reconfigurable conventional and chirp coded excitation system for ultrasonic imaging research*, apresentado no XXVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2022) (CONTIERI *et al.*, 2022).

As avaliações dos pulsos de excitação foram realizadas com carga RC, tipicamente empregadas para visualização das formas de ondas de pulsadores de US (XU; YEN; SHUNG, 2007; MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2018), e transdutores monoelemento de 1,6 MHz e 5 MHz disponíveis na UTFPR para geração de pulsos de ECS com 3 ciclos e ECC com duração de 5 μ s, 10 μ s e 20 μ s. Esses valores foram adotados seguindo as pesquisas de Rao e Abury (1993), Misaridis e Jensen (2005a) e Ricci *et al.* (2007), que avaliaram o potencial de excitações codificadas em exames clínicos. Entretanto, outras faixas de frequência podem ser aplicadas, como indicado no Quadro 1, bem como usadas nas simulações de Machado (2017) e no trabalho experimental de Garcia (2020).

Avaliando-se a funcionalidade de controle de fase com carga RC, primeiramente com dois sinais defasados de 180°, mostrados na Figura 28 e Figura 29, observa-se elevada similaridade entre as formas e de onda, também comprovada nos respectivos espectros em frequência dentro da largura de banda em -6 dB. Os perfis dos pulsos convencionais e *chirp* com janelamento estão de acordo com outros achados na literatura científica (RICCI *et al.*, 2006; RICCI *et al.*, 2007; QIU *et al.*, 2012a), sendo que o pulso de ECS apresentou menor erro de frequência central (0,8%) em comparação com ECC (3%). Como exemplo de aplicação, essa característica pode ser explorada em métodos como Imagem Harmônica Tecidual, na qual ondas harmônicas de alta frequência (múltiplos inteiros da frequência fundamental) são usadas para gerar imagens de US que contêm menos artefatos do que aquelas observadas na imagem convencional (MA *et al.*, 2005; KHAIRALSEED; OEZDEMIR; HOYT, 2019).

Os testes de variação de fase de 0° a 360° foram realizados com passo de 90° , porém o sistema permite um passo mínimo de $7,5^\circ$, evidenciam a flexibilidade do sistema em gerar formas de ondas complexas, sem a necessidade de reprogramação da FPGA. Considera-se essa a principal vantagem sobre o CI MD2134, avaliado nos trabalhos de Garcia (2020) e Medeiros *et al.* (2021), que possui somente o ajuste de inversão de fase. Os resultados apresentados na Figura 30 com carga RC e na Figura 31 com transdutor de 5 MHz indicam concordância entre as formas de onda e seus espectros em frequência, também corroborado pelos valores mostrados na Tabela 3. A componente de 3^a harmônica dessa e das demais avaliações com frequência de 5 MHz, que chegou a -12 dB com carga RC, também foi percebida no trabalho de Medeiros *et al.* (2022), porém com valor próximo de -19 dB.

Em relação à funcionalidade de controle de amplitude, na Figura 32 é possível notar a saturação do sistema em aproximadamente 164 V. Esse comportamento também foi observado no trabalho de Medeiros *et al.* (2022), porém não ocorreu na pesquisa de Assef (2013). Acredita-se que essa limitação pode ser explicada devido à largura reduzida das trilhas da placa ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX entre o estágio de saída do MD2131 e o transformador de US (vide Apêndice A), que pode ter limitado a corrente máxima do chip. Entretanto, conforme discutido pelos autores Qiu *et al.* (2012a), que desenvolveram um gerador de pulso multifuncional e reconfigurável para imagens de US de alta frequência com tensão máxima de saída de 140 V, além de Jensen (2007), os valores de tensão obtidos são adequados para pesquisas do US na área médica (tipicamente < 70 V).

Os resultados de geração de pulsos de HV com carga RC e transdutores indicam que o sistema apresentou melhor desempenho para a frequência central de 5 MHz, compatíveis com outros trabalhos científicos (RICCI *et al.*, 2007; QIU *et al.*, 2012a). Nas avaliações com a frequência fundamental de 1,6 MHz, para ambas as técnicas de ECS (Figura 33) e ECC (Figura 35), pode-se notar a descontinuidade entre os semiciclos positivos e negativos dos sinais. Esse comportamento ocorreu devido à estratégia de geração dos sinais digitais I e Q para inclusão da funcionalidade de geração de pulsos *chirp* usando a técnica PWM a partir dos trabalhos de Assef *et al.* (2012) e Medeiros *et al.* (2022). Com isso, sugere-se que o algoritmo implementado possa ser melhorado em trabalhos futuros. Além disso, os pulsos com frequência de 5 MHz apresentam incremento de 25,76% na tensão máxima de saída. Esse é um valor significativo, uma vez que está relacionado com a intensidade acústica média do pulso de excitação (I), que é diretamente proporcional à densidade de força (\vec{f}) entregue por um campo acústico com atenuação α (exemplos mostrados na Tabela 1), conforme a Equação 22 (CHURCH; LABUDA; NIGHTINGALE, 2015).

$$\vec{f} = \frac{2\alpha\vec{I}}{c} \quad (22)$$

Avaliando-se os pulsos de excitação com os transdutores de US em comparação com a carga RC, verifica-se a diminuição dos sinais. Pode-se explicar essa redução devido ao ca-

samento de impedância entre o circuito implementado e os transdutores, que possuem propriedades mecânicas e elétricas complexas (HUNT; ARDITI; FOSTER, 1983; KINO, 1987; COSTA, 2019). Soma-se a isso os valores da carga de teste RC que foram otimizados para uma faixa de frequência específica. Entretanto, os erros de frequência foram inferiores a 10% e, portanto, dentro da largura de banda, conforme apontado nos trabalhos de Costa (2019) e Medeiros *et al.* (2022).

Os perfis dos pulsos de excitação obtidos com transdutores apresentados na Figura 37 e Figura 38 para ECS, e Figura 39 e Figura 40 para ECC, estão de acordo com a pesquisa de Medeiros *et al.* (2022), apresentando erro máximo de frequência de 4,63% para ECS e 9,21% para ECC, como mostrado na Tabela 4 e na Tabela 5, respectivamente. Porém, as amplitudes dos sinais, especificamente com valor máximo de 55 V para o transdutor de 5 MHz com pulso de ECC (Figura 40), chegaram somente a 37,5% dos valores apresentados pelo autor. Essa diferença pode ser explicada por dois fatores: (i) o MD2131 possui metade da capacidade de drenar corrente das saídas (I e Q) em comparação às saídas (PA e PB) do MD2134 (MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2018; MICROCHIP, TECHNOLOGY INC, 2020); e (ii) no trabalho citado, utilizou-se tensão de alimentação de 60 V, enquanto neste trabalho foi aplicado 40 V.

Foram apresentadas as avaliações de aquisição dos ecos de RF gerados a partir de ECS e ECC realizadas com o transdutor de 1,6 MHz, utilizando-se um *phantom* de US. As avaliações com o transdutor de 5 MHz não foram incluídas neste trabalho devido à elevada atenuação dos sinais de eco que apresentaram baixa SNR. Entretanto, essa avaliação poderá ser realizada em trabalhos futuros utilizando o ajuste de ganho do sistema até +40 dB através do amplificador controlado por tensão VCA810. Em comparação com os trabalhos de Garcia (2020) e Medeiros *et al.* (2022), foi possível adicionar a FWHM e o cálculo da posição relativa dos alvos do *phantom*. Esses trabalhos avaliaram a amplitude dos ecos e a velocidade de propagação relativa do som no meio, respectivamente.

Através dos gráficos de compressão logarítmica dos ecos gerados com o *phantom* Fluke, apresentados na Figura 41 e Figura 42, é possível identificar 15 alvos (15 cm de profundidade) para ECS e 14 alvos (14 cm de profundidade) para ECC. O décimo quinto alvo da avaliação de ECS apresentou baixa SNR, dificultando a sua visualização. Como esperado, os resultados com ECS apresentaram melhores valores de FWHM, ou seja, melhor resolução axial (NEVES *et al.*, 2020; GARCIA, 2020), que é explicado devido à menor duração do pulso de excitação (1,88 μ s), em comparação com ECC (5 μ s).

Adicionalmente, os resultados de distância relativa média entre os alvos do *phantom* Fluke indicam menor erro para ECS, com valor de 1,65%, em comparação com ECC que obteve 2,07%. Essa diferença pode ser explicada pelo método de detecção de posição que considera o ponto máximo da envoltória de cada alvo para computação das distâncias relativas (SHUNG, 2005; ASSEF *et al.*, 2009). Essa região pode ser mais larga para o método de ECC, devido à própria característica do eco gerado pelo pulso com maior duração, conforme discutido por Misaridis *et al.* (2000) e Machado (2017).

A técnica de ECC, empregada nesta pesquisa, poderá ser explorada em trabalhos futuros para melhorar a visualização dos sinais de eco em regiões de interesse mais profundas que possuem alta atenuação. Para isso, sugere-se a implementação, na etapa de recepção, das técnicas de processamento digital de sinais de filtro casado e descasado (MACHADO, 2017; MISARIDIS *et al.*, 2000).

6 CONCLUSÃO

No presente trabalho foi realizada a implementação e avaliação de um sistema GFOA monocanal de US aberto, flexível e reconfigurável baseado em modulação PWM com o chip MD2131 para investigação da excitação ultrassônica.

O sistema proposto apresenta como principais vantagens a simulação de formas de ondas complexas de ECS e ECC que podem ser sintetizadas e transferidas, via interface USB, para um dispositivo FPGA, que também controla a aquisição de ecos brutos de RF com resolução de 12 bits e taxa de amostragem de até 80 MSPS. Essa abordagem possibilita a geração de sinais de controle para FPGA de forma rápida e simplificada, sem a necessidade de reprogramação do dispositivo. Além disso, apresenta portabilidade para avaliação ultrassônica em campo.

Todas as configurações do sistema podem ser realizadas através da GUI, desenvolvida na plataforma Matlab, e incluem as seguintes funcionalidades avaliadas neste trabalho: seleção da forma de onda de excitação, duração do pulso, função de janelamento, ajuste de fase entre 0° e 360° com resolução de $7,5^\circ$, e controle da amplitude de apodização.

Os resultados de caracterização da etapa de TX com carga RC e transdutores com frequência central de 1,6 MHz e 5 MHz evidenciam que o sistema é adequado como uma ferramenta de instrumentação biomédica, possibilitando o desenvolvimento de novas aplicações de TX ultrassônica com a técnica *chirp*.

Os testes com o *phantom* comercial Fluke modelo 84-317 permitiram caracterizar a etapa da RX, incluindo a avaliação da resolução axial através do parâmetro FWHM e distância relativa entre os alvos detectados nos ecos de RF, gerados pelos métodos de ECS e ECC.

Como exemplos de aplicações do sistema, incluem-se o estudo da geração, propagação e detecção de ondas ultrassônicas para caracterização de meios biológicos e não biológicos. Adicionalmente, a plataforma implementada poderá explorar a aplicação de excitação codificada com formas de onda mais sofisticadas, por meio da aplicação de filtros casado e descasado na recepção, para detecção de alvos mais profundos com melhor contraste.

6.1 Sugestões de trabalhos futuros

Como sugestão de trabalhos futuros, pode-se citar:

- Utilizar uma placa FPGA filha de menor dimensão e com conectores de HS, como os módulos das empresas Terasic (Taiwan) e Enclustra (Alemanha), para diminuir o tamanho do sistema;
- Desenvolver um sistema pulso-eco de US com mais canais para avaliação de transdutores multielementos;

- Avaliar os ecos brutos de RF com diferentes janelas de apodização;
- Implementar estratégias de processamento para utilização de filtros casados/descasados a partir de ECC;
- Implementar fontes dedicadas de alimentação de baixa e alta tensão para promover a portabilidade do sistema;
- Avaliar a funcionalidade de controle de ganho para amplificação dos sinais de eco de RF.

REFERÊNCIAS

- ABRAMOWICZ, J. S. Ultrasound in obstetrics and gynecology: is this hot technology too hot? **Journal of Ultrasound in Medicine: Official Journal of the American Institute of Ultrasound in Medicine**, v. 21, n. 12, p. 1327–1333, 2002.
- ALBANO, D. *et al.* High-frequency and ultra-high frequency ultrasound: musculoskeletal imaging up to 70 mhz. *In*: THIEME MEDICAL PUBLISHERS. **Seminars in Musculoskeletal Radiology**. [S.l.], 2020. v. 24, n. 02, p. 125–134.
- ASSEF, A. *et al.* Sistema digital gerador de forma de onda arbitrária para aplicações de ultrassom. *In*: **XXII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB)-2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 391–394.
- ASSEF, A.; MAIA, J.; COSTA, E. A flexible multichannel FPGA and PC-based ultrasound system for medical imaging research: initial phantom experiments. **Research on Biomedical Engineering**, SciELO Brasil, v. 31, p. 277–281, 2015.
- ASSEF, A. A. **Arquitetura de hardware multicanal reconfigurável com excitação multinível para desenvolvimento e testes de novos métodos de geração de imagens por ultrassom**. out. 2013. 205 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, out. 2013.
- ASSEF, A. A. *et al.* Sistema para geração, aquisição e processamento de sinais de ultra-som. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automática**, SciELO Brasil, v. 20, p. 145–155, 2009.
- ASSEF, A. A. *et al.* Beamformer de transmissão multicanal de forma de onda arbitrária para atividades de pesquisa experimental do ultrassom. **SBA: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automática**, SciELO Brasil, v. 23, p. 667–678, 2012.
- ASSEF, A. A. *et al.* A reconfigurable arbitrary waveform generator using pwm modulation for ultrasound research. **Biomedical Engineering Online**, Springer, v. 12, p. 1–13, 2013.
- ASSEF, A. A. *et al.* An FPGA-based 15-level arbitrary waveform generator system with phase/frequency modulation for ultrasound coded excitation using pulse-amplitude modulation (pam). *In*: IEEE. **2022 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)**. [S.l.], 2022. p. 1–4.
- BONI, E. *et al.* Ultrasound open platforms for next-generation imaging technique development. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 65, n. 7, p. 1078–1092, 2018.
- BONI, E. *et al.* Ula-op 256: A 256-channel open scanner for development and real-time implementation of new ultrasound methods. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 63, n. 10, p. 1488–1495, 2016.
- BRANCA, F.; SCIUTO, S.; SCORZA, A. Comparative evaluation of ultrasound scanner accuracy in distance measurement. **Review of Scientific Instruments**, American Institute of Physics, v. 83, n. 10, p. 105103, 2012.
- BRONZINO, J. D. **Biomedical Engineering and Instrumentation**. [S.l.]: PWS Publishing Co., 1986.

- BROWN, J. A.; LOCKWOOD, G. R. Low-cost, high-performance pulse generator for ultrasound imaging. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 49, n. 6, p. 848–851, 2002.
- BRUNNER, E. Ultrasound system considerations and their impact on front-end components. **Analog Devices**, Citeseer, v. 36, p. 1–19, 2002.
- CHEN, C.; PERTIJS, M. A. Integrated transceivers for emerging medical ultrasound imaging devices: A review. **IEEE Open Journal of the Solid-State Circuits Society**, IEEE, v. 1, p. 104–114, 2021.
- CHIAO, R.; HAO, X. Coded excitation for diagnostic ultrasound: A system developer's perspective. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 160–170, 2005.
- CHRISTENSEN, D. **Ultrasonic bioinstrumentation**. [S.l.]: John Wiley & Sons Incorporated, 1988.
- CHURCH, C. C.; LABUDA, C.; NIGHTINGALE, K. A theoretical study of inertial cavitation from acoustic radiation force impulse imaging and implications for the mechanical index. **Ultrasound in Medicine & Biology**, Elsevier, v. 41, n. 2, p. 472–485, 2015.
- CINCOTTI, G. *et al.* Efficient transmit beamforming in pulse-echo ultrasonic imaging. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 46, n. 6, p. 1450–1458, 1999.
- CONTIERI, E. *et al.* Development and evaluation of a reconfigurable conventional and chirp coded excitation system for ultrasonic imaging research. *In*: SPRINGER. **XXVIII Brazilian Congress on Biomedical Engineering: Proceedings of CBEB 2022, October 24–28, 2022, Florianópolis, Brazil**. [S.l.], 2022. p. 897–903.
- COSTA, R. d. **Novo método para detecção de falhas em estruturas de alumínio utilizando-se impedância elétrica de cerâmicas piezoelétricas e atenuação das ondas ultrassônicas**. dez. 2019. 70 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, dez. 2019.
- DEZOTTI, T. *et al.* FPGA-based reception board of 64-channels ultrasound research platform. *In*: IEEE. **2021 IEEE UFFC Latin America Ultrasonics Symposium (LAUS)**. [S.l.], 2021. p. 1–4.
- DUC, N. M.; KESERCI, B. Emerging clinical applications of high-intensity focused ultrasound. **Diagnostic and Interventional Radiology**, Turkish Society of Radiology, v. 25, n. 5, p. 398, 2019.
- FISH, P.; FISH, P. J. **Physics and instrumentation of diagnostic medical ultrasound**. [S.l.]: Wiley-Blackwell, 1990.
- FLUKE BIOMEDICAL, . **Ultrasound imaging test phantom 84-317**. 2022. Disponível em: <https://www.medicalexpo.com/prod/fluke-biomedical/product-68507-796434.html>.
- FRAZIER, C. H.; O'BRIEN, W. D. Synthetic aperture techniques with a virtual source element. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 45, n. 1, p. 196–207, 1998.
- GARCIA, V. B. **Desenvolvimento e avaliação de sistema de transmissão multicanal de forma de onda arbitrária de ultrassom com excitação codificada chirp**. dez. 2020. 161 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, dez. 2020.

- HEDRICK, W. Basic ultrasound physics. **Ultrasound physics and instrumentation**, Mosby, 1995.
- HEDRICK, W. R.; HYKES, D. L.; STARCHMAN, D. E. **Ultrasound Physics and Instrumentation: Basic Ultrasound Physics**. [S.l.]: Elsevier Mosby, 2005.
- HOSKINS, P. R.; MARTIN, K.; THRUSH, A. **Diagnostic ultrasound: physics and equipment**. [S.l.]: CRC Press, 2019.
- HU, C.-h.; ZHOU, Q.; SHUNG, K. K. Design and implementation of high frequency ultrasound pulsed-wave doppler using FPGA. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 55, n. 9, p. 2109–2111, 2008.
- 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**, IEEE, v. 53, n. 1, p. 106–116, 2006.
- HUNT, J. W.; ARDITI, M.; FOSTER, F. S. Ultrasound transducers for pulse-echo medical imaging. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, IEEE, n. 8, p. 453–481, 1983.
- INSTRUMENT, I. T. **ADS6123, 12-BITS, 125/105/80/65 MSPS ADC WITH DDR LVDS/CMOS OUTPUTS**. 2022. Disponível em: <https://www.ti.com/product/ADS6123>. Acesso em: 13 dez. 2022.
- INSTRUMENTS, I. T. **DACx311 2-V to 5.5-V, 80- μ A, 8-, 10-, and 12-Bit, Low-Power, Single-Channel, Digital-to-Analog Converters in SC70 Package**. 2022. Disponível em: <https://www.ti.com/product/DAC7311>. Acesso em: 13 dez. 2022.
- INSTRUMENTS, I. T. **VCA810 High Gain Adjust Range, Wideband and Variable Gain Amplifier**. 2022. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/vca810.pdf>. Acesso em: 13 dez. 2022.
- INSTRUMENTS, T. **THS4509-Q1 Wideband Low-Noise Low-Distortion Fully Differential Amplifier**. 2016. Disponível em: <https://www.ti.com/product/THS4509>. Acesso em: 13 dez. 2022.
- INTEL CORPORATION, . **Intel® Quartus® Prime Lite Edition**. 2022. Disponível em: <https://www.intel.com.br/content/www/br/pt/products/sku/216333/intel-quartus-prime-lite-edition/specifications.html>.
- INTEL CORPORATION, . **Nios® II Processors**. 2022. Disponível em: <https://www.intel.com.br/content/www/br/pt/products/programmable/processor/nios-ii.html>.
- JENSEN, J. *et al.* Ultrasound research scanner for real-time synthetic aperture data acquisition. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 52, n. 5, p. 881–891, 2005.
- JENSEN, J. A. Medical ultrasound imaging. **Progress in biophysics and molecular biology**, Elsevier, v. 93, n. 1-3, p. 153–165, 2007.
- JONVEAUX, L. *et al.* Review of current simple ultrasound hardware considerations, designs, and processing opportunities. **Journal of Open Hardware**, Ubiquity Press, v. 6, n. 1, 2022.
- KACZKOWSKI, P. Arbitrary waveform generation with the verasonics research ultrasound platform. **Verasonics, Kirkland, WA, USA, Tech. Rep**, 2016.

- KANG, S.; LEE, J.; CHANG, J. H. Effectiveness of synthetic aperture focusing and coherence factor weighting for intravascular ultrasound imaging. **Ultrasonics**, Elsevier, v. 113, p. 106364, 2021.
- KENNY, J.-É. S. *et al.* A novel, hands-free ultrasound patch for continuous monitoring of quantitative doppler in the carotid artery. **Scientific Reports**, Springer, v. 11, n. 1, p. 1–11, 2021.
- KHAIRALSEED, M.; OEZDEMIR, I.; HOYT, K. Contrast-enhanced ultrasound imaging using pulse inversion spectral deconvolution. **The Journal of the Acoustical Society of America**, Acoustical Society of America, v. 146, n. 4, p. 2466–2474, 2019.
- KIM, J. *et al.* Towards clinical photoacoustic and ultrasound imaging: probe improvement and real-time graphical user interface. **Experimental Biology and Medicine**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 245, n. 4, p. 321–329, 2020.
- KINO, G. S. *Acoustic waves: devices, imaging, and analog signal processing*. 1987.
- LAUGIER, P.; HAÏAT, G. Introduction to the physics of ultrasound. **Bone quantitative ultrasound**, Springer, p. 29–45, 2011.
- LI, J. *et al.* Recent advancements in ultrasound transducer: from material strategies to biomedical applications. **BME Frontiers**, AAAS, 2022.
- LIU, J.; INSANA, M. Coded pulse excitation for ultrasonic strain imaging. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 231–240, 2005.
- MA, Q. *et al.* Improvement of tissue harmonic imaging using the pulse-inversion technique. **Ultrasound in Medicine & Biology**, Elsevier, v. 31, n. 7, p. 889–894, 2005.
- MACHADO, T. d. M. **Pulsos de excitações codificada e convencional na formação de sinais ultrassônicos no contexto médico: um estudo comparativo**. 2017. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2017.
- MAZIERLI, D. *et al.* Architecture for an ultrasound advanced open platform with an arbitrary number of independent channels. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, IEEE, v. 15, n. 3, p. 486–496, 2021.
- MEDEIROS, R. A. C. **Sistema reconfigurável pulse/receiver para excitação ultrassônica convencional e chirp codificada usando modulação de amplitude de pulso**. set. 2022. 141 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, set. 2022.
- MEDEIROS, R. A. C. *et al.* A MATLAB GUI interface for multi-level pulse amplitude modulation (PAM) generation in medical ultrasound research. *In*: IEEE. **2021 IEEE UFFC Latin America Ultrasonics Symposium (LAUS)**. [S.l.], 2021. p. 1–4.
- MEDEIROS, R. A. C. *et al.* **Sistema reconfigurável pulse/receiver para excitação ultrassônica convencional e chirp codificada usando modulação de amplitude de pulso**. 2022. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2022.
- MICROCHIP, T. I. **HV7360/HV7361**. 2016. Disponível em: <https://www.microchip.com/en-us/product/HV7360>. Acesso em: 12 dez. 2022.
- MICROCHIP, T. I. **HV7322**. 2017. Disponível em: <https://www.microchip.com/en-us/product/HV7322>. Acesso em: 12 dez. 2022.

MICROCHIP, T. I. **HV7355**. 2018. Disponível em: <https://www.microchip.com/en-us/product/HV7355>. Acesso em: 12 dez. 2022.

MICROCHIP, T. I. **MD2131 Ultrasound Beamforming Transmitter Demoboard**. 2022. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MD2131DB1%20A070114.pdf>. Acesso em: 12 dez. 2022.

MICROCHIP, TECHNOLOGY INC. MD2131 high speed ultrasound beamforming source driver. **MD2131 Datasheet**, ago. 2018. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/OTH/ProductDocuments/DataSheets/MD2131-High-Speed-Ultrasound-Beamforming-Source-Driver-Data-Sheet-20005925A.pdf>.

MICROCHIP, TECHNOLOGY INC. MD2134 high speed ultrasound beamforming source driver. **MD2134 Datasheet**, maio 2020. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/APID/ProductDocuments/DataSheets/MD2134-High-Speed-Ultrasound-Beamforming-Source-Driver-Data-Sheet-20005926A.pdf>.

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**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 177–191, 2005.

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**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 192–207, 2005.

MISARIDIS, T.; JENSEN, J. A. Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. part iii: High frame rate imaging. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 208–219, 2005.

MISARIDIS, T. X. *et al.* Potential of coded excitation in medical ultrasound imaging. **Ultrasonics**, Elsevier, v. 38, n. 1-8, p. 183–189, 2000.

NAZEMI, H. *et al.* Mass sensors based on capacitive and piezoelectric micromachined ultrasonic transducers—cmut and pmut. **Sensors**, MDPI, v. 20, n. 7, p. 2010, 2020.

NETO, D. A. C. **Requisitos de segurança elétrica para equipamentos médicos**. 2019. 104 f. Monografia (TCC) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2019.

NEVES, L. C. *et al.* **Implementação de beamformer adaptativo combinado com generalized sidelobe canceler e filtros para geração de imagens de ultrassom com ondas planas**. 2020. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2020.

NOVAES, A. K. B. *et al.* Homemade ultrasound phantom for simulation of hydronephrosis. **Brazilian Journal of Nephrology**, SciELO Brasil, v. 40, p. 206–208, 2018.

NOWICKI, A. *et al.* Comparison of sound fields generated by different coded excitations—experimental results. **Ultrasonics**, Elsevier, v. 44, n. 1, p. 121–129, 2006.

O'BRIEN, J. W. *et al.* Acoustic output upper limits proposition: Should upper limits be retained? **Journal of Ultrasound in Medicine**, Citeseer, v. 21, n. 12, p. 1335–1341, 2002.

ODDO, L. *et al.* Next generation ultrasound platforms for theranostics. **Journal of colloid and interface science**, Elsevier, v. 491, p. 151–160, 2017.

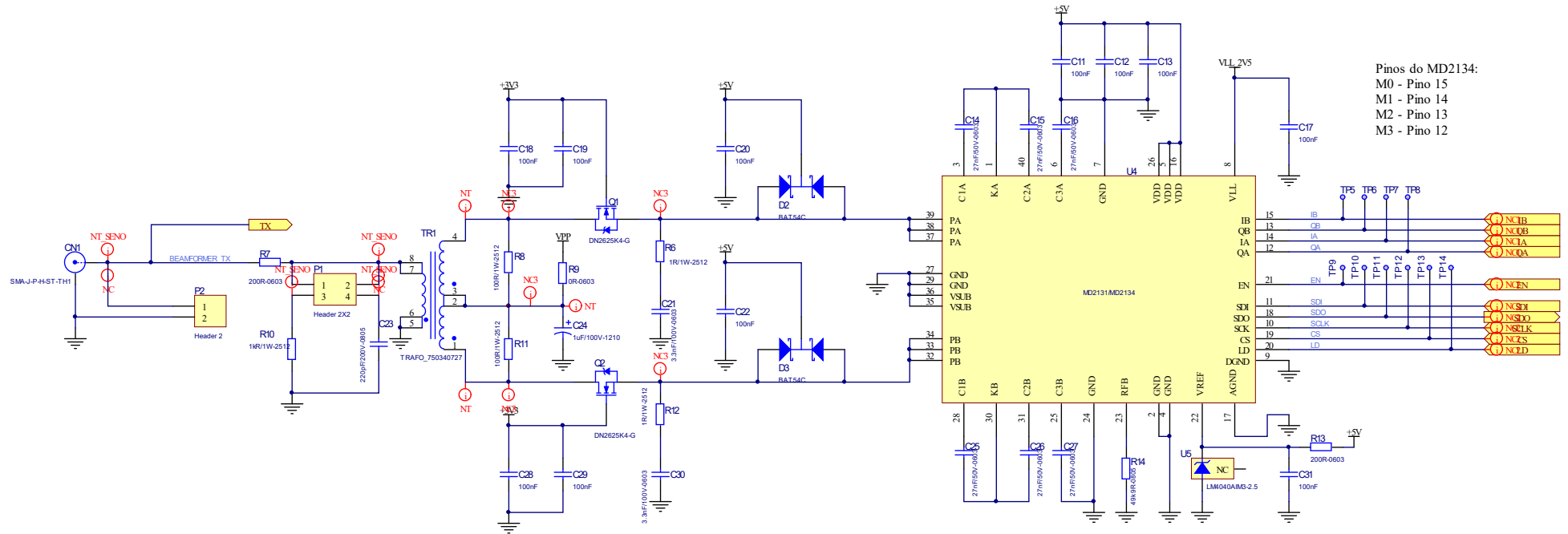
O'DONNELL, M. Coded excitation system for improving the penetration of real-time phased-array imaging systems. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 39, n. 3, p. 341–351, 1992.

- OKUNO, E.; CALDAS, I. L.; CHOW, C. Física para ciências biológicas e biomédicas. *In: Física para ciências biológicas e biomédicas*. [S.l.: s.n.], 1986. p. 490–490.
- OLYMPUS, N. Introduction to phased array ultrasonic technology applications: R/d tech guideline. **Olympus NDT, MA, USA**, 2007.
- OPPENHEIM, A.; SCHAFFER, R. 511. *In: Discrete-Time Signal Processing*. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.
- OZUM, H. *et al.* An open source, modular and scalable hifu driver system. *In: IEEE. 2017 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*. [S.l.], 2017. p. 1–4.
- PATEY, S. J.; CORCORAN, J. P. Physics of ultrasound. **Anaesthesia & Intensive Care Medicine**, Elsevier, v. 22, n. 1, p. 58–63, 2021.
- POLPETTA, A.; BANELLI, P. Design and performance of huffman sequences in medical ultrasound coded excitation. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 59, n. 4, p. 630–647, 2012.
- QIU, W. *et al.* Modulated excitation imaging system for intravascular ultrasound. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, IEEE, v. 64, n. 8, p. 1935–1942, 2016.
- QIU, W. *et al.* A multifunctional, reconfigurable pulse generator for high-frequency ultrasound imaging. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 59, n. 7, p. 1558–1567, 2012.
- QIU, W. *et al.* A multifunctional, reconfigurable pulse generator for high-frequency ultrasound imaging. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 59, n. 7, p. 1558–1567, 2012.
- RAO, N.; ABURY, M. Evaluation of a pulse coding technique for speckle reduction and structure characterization. *In: IEEE. 1993 Proceedings IEEE Ultrasonics Symposium*. [S.l.], 1993. p. 1175–1180.
- RICCI, S. *et al.* Multichannel FPGA-based arbitrary waveform generator for medical ultrasound. **Electronics Letters**, The Institution of Engineering & Technology, v. 43, n. 24, p. 1, 2007.
- RICCI, S. *et al.* A programmable real-time system for development and test of new ultrasound investigation methods. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 53, n. 10, p. 1813–1819, 2006.
- ROTHBERG, J. M. *et al.* Ultrasound-on-chip platform for medical imaging, analysis, and collective intelligence. **Proceedings of the National Academy of Sciences**, National Acad Sciences, v. 118, n. 27, p. e2019339118, 2021.
- SANIIE, J.; ORUKLU, E. Introduction to the special issue on novel embedded systems for ultrasonic imaging and signal processing. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 59, n. 7, p. 1329–1331, 2012.
- SCAMPINI, J. Overview of ultrasound imaging systems and the electrical components required for main subfunctions. **Maxim Integrated**, v. 10, 2010.
- SCHAIJK, R. V. Cmut and pmut: New technology platform for medical ultrasound. **Philips Innovation Services**, 2018.
- SHUNG, K.; SUN, L.; SANGKATUMVONG, S. P3i-2 a high resolution digital ultrasound system for imaging of zebrafish. *In: IEEE. 2006 IEEE Ultrasonics Symposium*. [S.l.], 2006. p. 2202–2205.

- SHUNG, K. K. **Diagnostic ultrasound: Imaging and blood flow measurements**. [S.l.]: CRC press, 2005.
- TERASIC INC, . **Altera DE2-115 Development and Education Board**. 2022. Disponível em: <http://www.terasic.com.tw/en/>. Acesso em: 12 dez. 2022.
- TORTOLI, P.; JENSEN, J. A. Introduction to the special issue on novel equipment for ultrasound research. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 53, n. 10, p. 1705–1706, 2006.
- WANG, N. *et al.* An improved chirp coded excitation based on compression pulse weighting method in endoscopic ultrasound imaging. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 68, n. 3, p. 446–452, 2020.
- WEBB, S. In the beginning: the origins of medical imaging. **Webb's Physics of Medical Imaging**, CRC Press Boca Raton, FL, v. 2, p. 1–12, 2012.
- WEBSTER, J. G. **The measurement, instrumentation and sensors handbook**. [S.l.]: CRC press, 1998. v. 14.
- WELLS, P. N. T. **Biomedical ultrasonics**. [S.l.]: Academic press, 1977.
- XU, X.; YEN, J. T.; SHUNG, K. K. A low-cost bipolar pulse generator for high-frequency ultrasound applications. **IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control**, IEEE, v. 54, n. 2, p. 443–447, 2007.
- YOON, C. *et al.* New baseband pulse compression for chirp coded excitation. *In*: IEEE. **2013 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)**. [S.l.], 2013. p. 906–909.
- YOUNG, S.; DYSON, M. The effect of therapeutic ultrasound on angiogenesis. **Ultrasound in Medicine & Biology**, Elsevier, v. 16, n. 3, p. 261–269, 1990.
- ZANDER, D. *et al.* Ultrasound image optimization (“knobology”): B-mode. **Ultrasound international open**, Georg Thieme Verlag KG, v. 6, n. 01, p. E14–E24, 2020.
- ZHAO, J. *et al.* Subarray coherence based postfilter for eigenspace based minimum variance beamformer in ultrasound plane-wave imaging. **Ultrasonics**, Elsevier, v. 65, p. 23–33, 2016.
- ZHOU, S.; HOSSACK, J. A. Dynamic-transmit focusing using time-dependent focal zone and center frequency. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, IEEE, v. 50, n. 2, p. 142–152, 2003.

**APÊNDICE A – Circuito esquemático completo da placa de circuito
impresso ULTRASSOM_UTFPR_TX_RX**

Transmissor MD213X

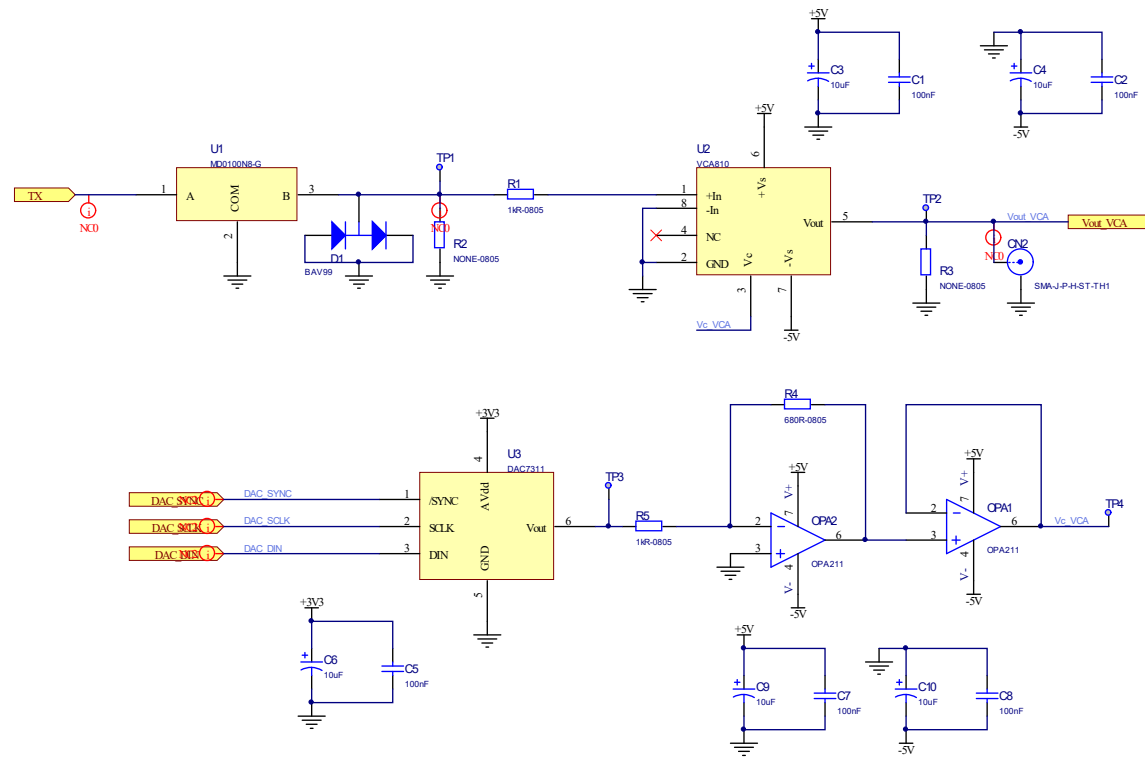


Pinos do MD2134:
M0 - Pino 15
M1 - Pino 14
M2 - Pino 13
M3 - Pino 12

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - UTFPR CÂMPUS CURITIBA - SEDE CENTRO Av. Sete de Setembro, 3165 - Reboças CEP 80230-901 - Curitiba - PR - Brasil		ESCALA (SCALE) S/E 1° DIEDRO	
UNIDADE (UNIT) mm		FORMATO (SIZE) A3	
TOLERÂNCIA NÃO INDICADA (TOLERANCES, UNLESS OTHERWISE SPECIFIED) 0,2mm			
DESENHO (DRAWING) 28032023		NOME (NAME) UTFPR	
PROJETO (ENG.) 28032023		REVISÃO (REV.) 1.0	
APROVAÇÃO (CHK) 28032023		UTFPR	
DESCRIÇÃO (DESCRIPTION) PCI ULTRASSOM TxRx CÓDIGO (DRAWING NUMBER) DocNumber		FOLHA (SHEET) 2 de 6 REVISÃO (REV.) 1.0	



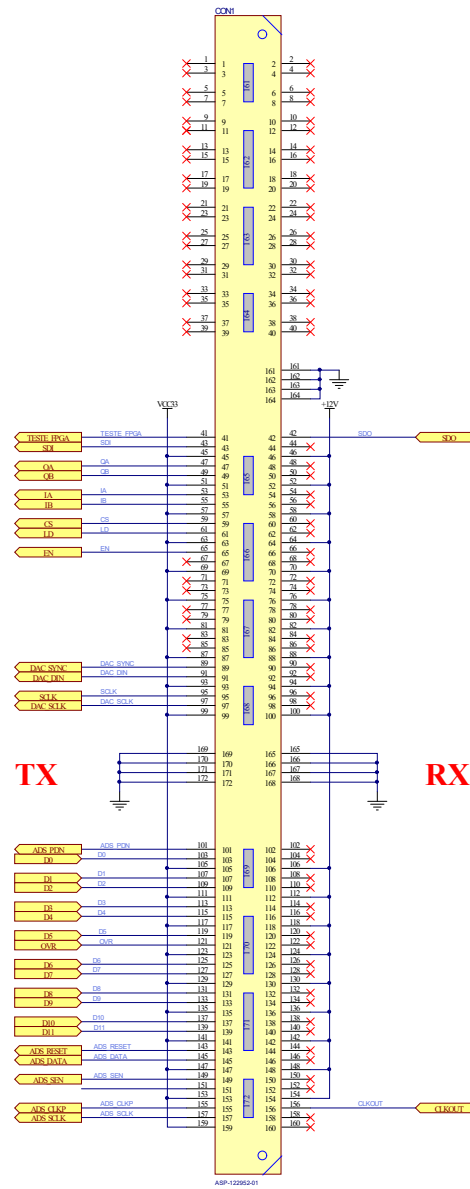
T/R Switch MD0100 e amplificador VCA810 com controle via DAC



0 V (-40 dB)
-2 V (+40 dB)

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - UTFPR CÂMPUS CURITIBA - SEDE CENTRO Av. Sete de Setembro, 3165 - Reboças CEP 80230-901 - Curitiba - PR - Brasil		ESCALA (SCALE) S/E	1° DIEDRO
UNIDADE (UNIT) mm		FORMATO (SIZE) A3	
TOLERÂNCIA NÃO INDICADA (TOLERANCES, UNLESS OTHERWISE SPECIFIED) 0.2mm		DATA (DATE) 28/03/2023	NOME (NAME) UTFPR
DESENHO (DRAWING) 28/03/2023		PROJETO (ENG.) UTFPR	
APPROVAÇÃO (CHK) 28/03/2023		UTFPR	
UTFPR UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ	DESCRIÇÃO (DESCRIPTION) PCI ULTRASSOM Tx/Rx	FOLHA (SHEET) 3 de 6	
	CÓDIGO (DRAWING NUMBER) DocNumber	REVISÃO (REV.) 1.0	

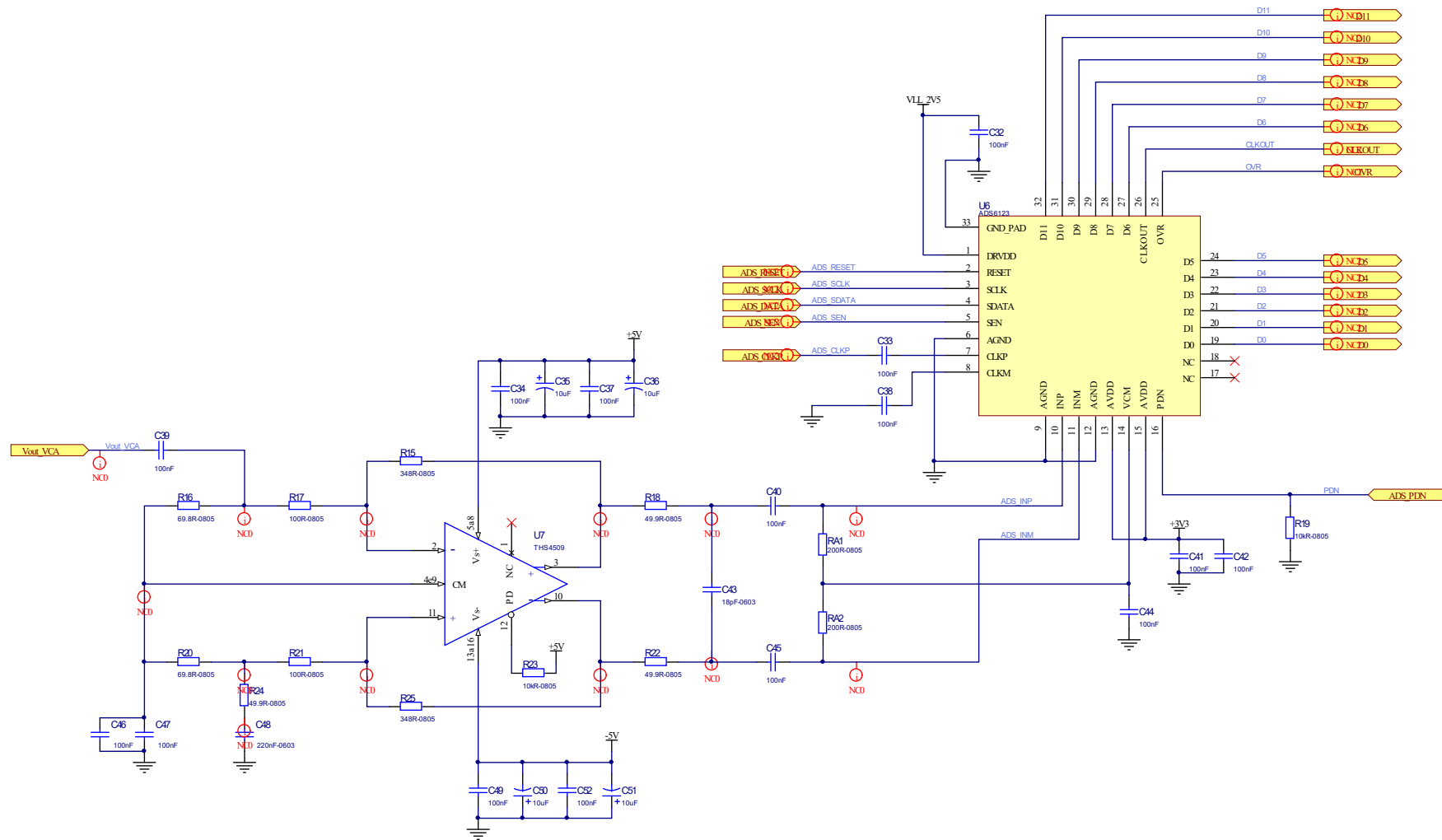
Conector para placa com FPGA



PLACA MÃE (ALTERA) - CONECTOR ASP-122953-01
 PLACA FILHA (PROJETO ULTRA-SOM) - CONECTOR ASP-122952-01

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - UTFPR CAMPUS CURITIBA - SEDE CENTRO Av. Sete de Setembro, 3165 - Rebouças CEP 80230-901 - Curitiba - PR - Brasil		ESCALA S1/E	1° DIEDRO	
		INSTRUMENTAL S1/E	FORMATO A2	TOLERÂNCIA ANGULAR ISO 14343
DESCRIÇÃO (DESCRIPTION) PO ULTRASOM TXRX CÓDIGO (DRAWING NUMBER) DocNumber		FOLHA (SHEET) 4 de 6 REVISÃO (REV.) 1.0	DATA 28/03/2023 28/03/2023 28/03/2023	HOME ITTI UTFPR UTFPR UTFPR

ADC de 12 bits/80 MHz



UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - UTFPR CÂMPUS CURITIBA - SEDE CENTRO Av. Sete de Setembro, 3165 - Reboças CEP 80230-901 - Curitiba - PR - Brasil		ESCALA (SCALE) S/E	1° DIEDRO
UNIDADE (UNIT) mm		FORMATO (SIZE) A3	
TOLERÂNCIA NÃO INDICADA (TOLERANCES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED) 0.2mm			
DESENHO (DRAWING) 28032023		DATA (DATE) 28032023	NOME (NAME) UTFPR
PROJETO (ENG.) 28032023		REVISÃO (REV.) 1.0	UTFPR
APPROVAÇÃO (CHK) 28032023			UTFPR

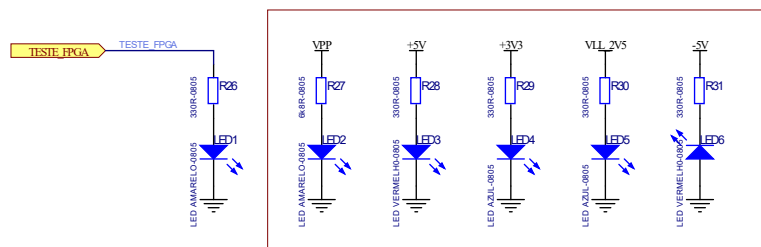


DESCRIÇÃO (DESCRIPTION)
PCI ULTRASSOM Tx/Rx
CÓDIGO (DRAWING NUMBER)
DocNumber

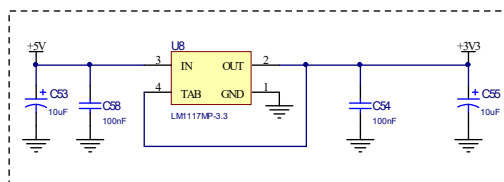
FOLHA (SHEET)
5 de 6
REVISÃO (REV.)
1.0

Reguladores de tensão de alimentação

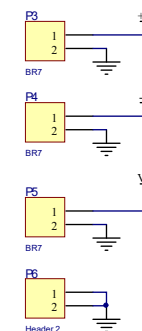
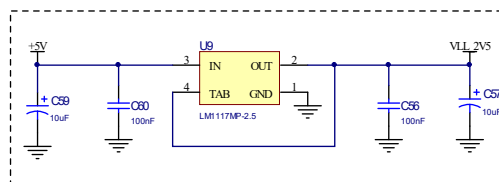
LEDs POWER IN



FONTE +3V3 - 3,3V



FONTE VLL_2V5 - 2,5V



UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - UTFPR
CÂMPUS CURITIBA - SEDE CENTRO
Av. Sete de Setembro, 3165 - Rebouças CEP 80230-901 - Curitiba - PR - Brasil



DESCRIÇÃO (DESCRIPTION)
PCI ULTRASSOM TxRx
CÓDIGO (DRAWING NUMBER)
DocNumber

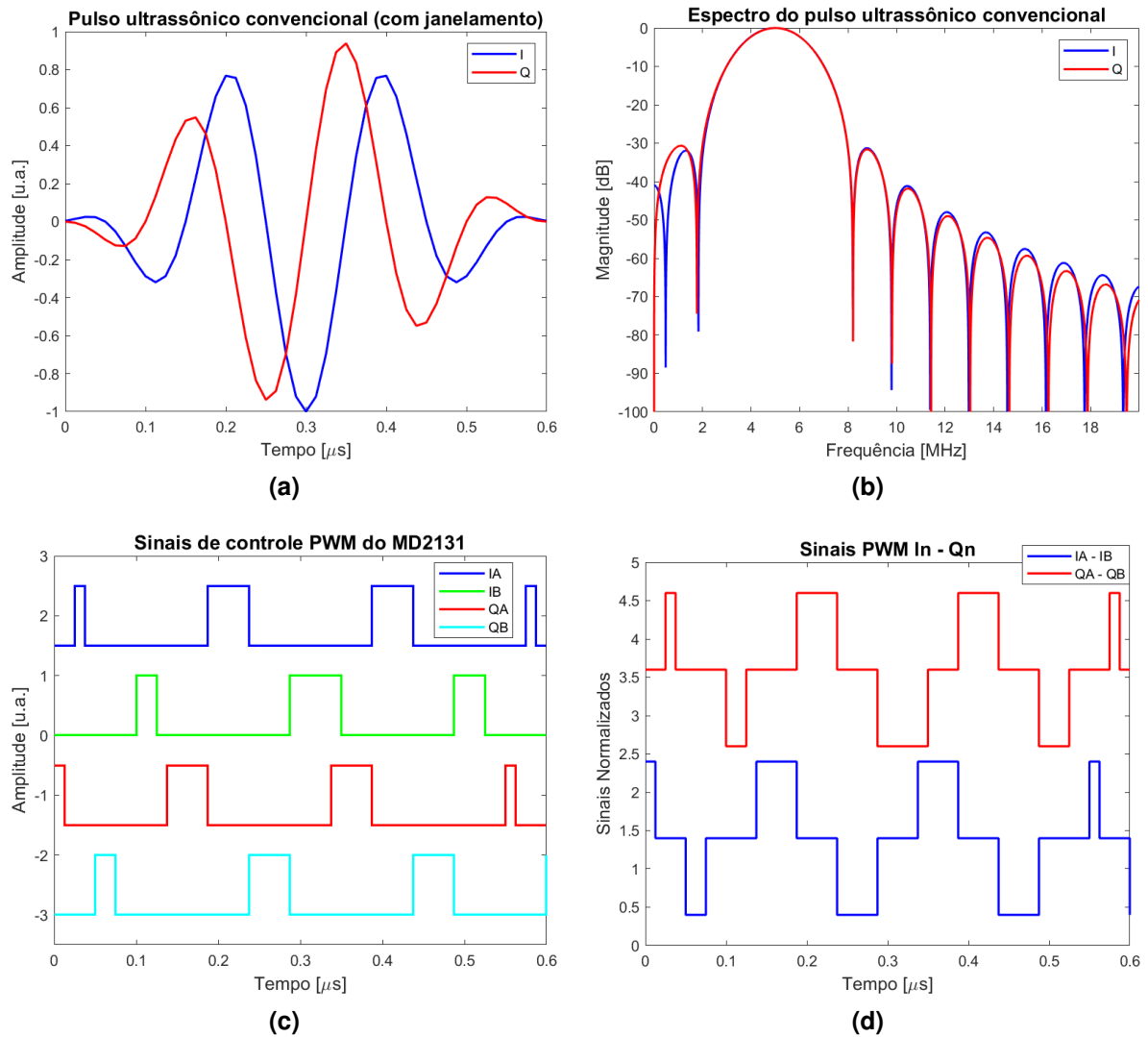
FOLHA (SHEET)
6 de 6
REVISÃO (REV.)
1.0

ESCALA (SCALE)	1° DIEDRO	
UNIDADE (UNIT)	mm	FORMATO (SIZE) A3
TOLERÂNCIA NÃO INDICADA (TOLERANCES, UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)	0,2mm	
DESENHO (DRAWING)	DATA (DATE)	NOME (NAME)
PROJETO (ENG.)	29/03/2023	UTFPR
APPROVAÇÃO (CHK)	29/03/2023	UTFPR

**APÊNDICE B – Resultados da simulação da GUI *Ultrasound Multilevel*
PWM P/R para ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos
e janelamento Hanning**

Na Figura 43 são apresentados os resultados da simulação da GUI *Ultrasound Multilevel PWM P/R* para ECS com frequência central de 5 MHz, duração de 3 ciclos e janelamento Hanning.

Figura 43 – Gráficos gerados para pulso de ECS pela GUI desenvolvida nesta pesquisa. (a) Forma de onda ECS arbitrária. (b) Espectro FFT. (c) Sinais de controle PWM gerados pelo MD2131 (IA; IB; QA; QB). (d) Sinais PWM (In-Qn).

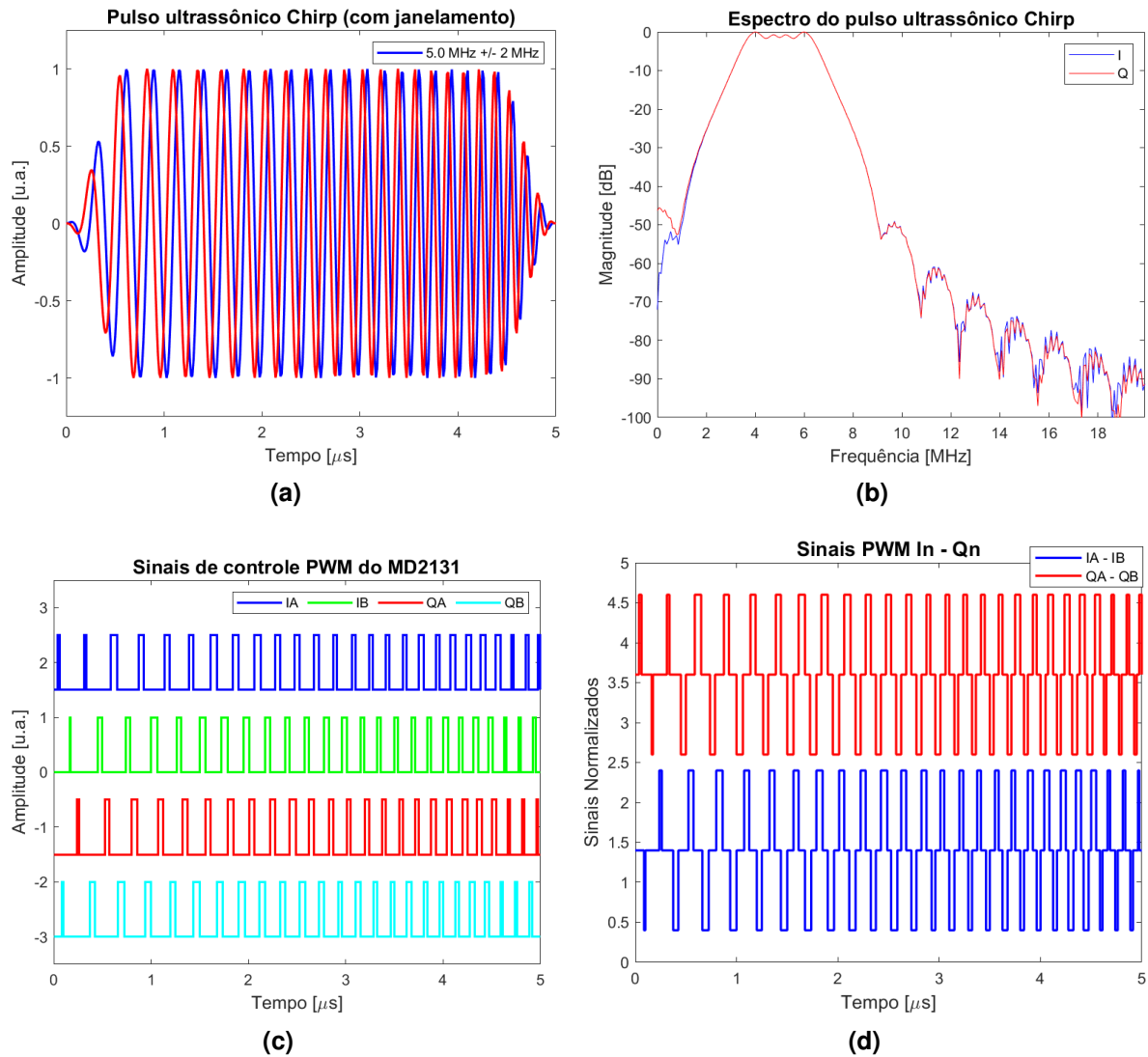


Fonte: Autoria própria (2023).

**APÊNDICE C – Resultados da simulação da GUI *Ultrasound Multilevel*
PWM P/R para ECC com faixa de frequência de 5 ± 2 MHz, duração de
 $5\mu\text{s}$ e janelamento Tukey com fator de 0,25**

Na Figura 44 são mostrados os resultados da simulação da GUI *Ultrasound Multilevel PWM P/R* para ECC com faixa de frequência de 5 ± 2 MHz, duração de $5 \mu\text{s}$ e janelamento Tukey com fator de 0,25.

Figura 44 – Gráficos gerados para pulso de ECC pela GUI desenvolvida nesta pesquisa. (a) Forma de onda ECC arbitrária. (b) Espectro FFT. (c) Sinais de controle PWM gerados pelo MD2131 (IA; IB; QA; QB). (d) Sinais PWM (In-Qn).



Fonte: Autoria própria (2023).