UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS REITOR JOÃO DAVID FERREIRA LIMA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS

Guilherme Bueno Silveira

Desenvolvimento de um Protótipo para Medição de Capacitâncias aplicado à Tomografia Capacitiva Elétrica com Eletrodos Ativos

Florianópolis
2022

Guilherme Bueno Silveira

Desenvolvimento de um Protótipo para Medição de Capacitâncias aplicado à Tomografia Capacitiva Elétrica com Eletrodos Ativos

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.
Orientador: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Coorientador: Prof. Francisco Rafael Moreira da Mota, Dr.

Florianópolis
2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Silveira, Guilherme Bueno
Desenvolvimento de um protótipo para medição de capacitância aplicado à tomografia capacitiva elétrica com eletrodos ativos / Guilherme Bueno Silveira ; orientador, Daniel Juan Pagano, coorientador, Francisco Rafael Moreira da Mota, 2022.
85 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Tomografia capacitiva elétrica. 3. Instrumentação eletrônica. I. Pagano, Daniel Juan. II. Mota, Francisco Rafael Moreira da . III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. IV. Título.

Guilherme Bueno Silveira

Desenvolvimento de um Protótipo para Medição de Capacitâncias aplicado à Tomografia Capacitiva Elétrica com Eletrodos Ativos

O presente trabalho em nível de [mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Fernando Rangel de Sousa, Dr.
IEB/UFSC

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Dr.
EEL/UFSC

Prof. Rodolfo César Costa Flesch, Dr.
DAS/UFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Documento assinado digitalmente
Werner Kraus Junior
Data: 05/05/2022 14:47:23-0300
CPF: 531.085.239-53
Verifique as assinaturas em https://v.ufsc.br

Coordenação do Programa de
Pós-Graduação

Documento assinado digitalmente
Daniel Juan Pagano
Data: 05/05/2022 13:17:50-0300
CPF: 762.839.419-15
Verifique as assinaturas em https://v.ufsc.br

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2022.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Professor Francisco da Mota por sempre iluminar minha vida acadêmica com seus conhecimentos e sua amizade.

Ao Professor Daniel Pagano por suas orientações, apoio e por confiar no meu trabalho.

Às colegas Caroline e Marina por compartilharem inúmeros momentos de aprendizado.

RESUMO

Esta dissertação aborda o desenvolvimento de um dispositivo para Tomografia Capacitiva Elétrica (ECT) que atenda às necessidades de medição de vazão multifásica numa aplicação industrial. A ECT é uma tecnologia utilizada para visualização da distribuição espacial de permissividade, por meio da medição do sinal elétrico vindo de eletrodos que circundam a região de interesse. Utiliza-se o dispositivo para fornecer um sinal de excitação para a região de interesse e recepcionar o sinal de tensão proporcional à capacitância do meio, encaminhando este sinal para um algoritmo de reconstrução de imagem capaz de estimar a distribuição de diferentes fases presentes na região sob análise. Neste trabalho é desenvolvido um dispositivo eletrônico capaz de realizar as medições da forma sequencial clássica, bem como por meio de medições paralelas onde todos os eletrodos são utilizados ao mesmo tempo. Para tal finalidade são analisadas as características necessárias para implementação de um dispositivo para ECT, sendo projetado um dispositivo capaz de atender às necessidades que a técnica exige para realizar uma reconstrução de imagem adequada. O desempenho do circuito desenvolvido é testado em conjunto com um sensor projetado para análise de ECT, com os resultados de reconstrução de imagem gerados indicando a capacidade do sistema em distinguir diferentes elementos numa mistura multifásica.

Palavras-chave: Tomografia por Capacitância Elétrica. Instrumentação Industrial. Dispositivo eletrônico. Tomografia Industrial. Vazão Multifásica.

ABSTRACT

This dissertation addresses the development of a device for Electrical Capacitive Tomography (ECT) that meets the needs of multiphase flow measurement in an industrial application. ECT is a technology used to visualize the spatial distribution of permittivity by measuring the electrical signal coming from electrodes that surround the region of interest. The device is used to supply an excitation signal to the region of interest and receive the voltage signal proportional to the capacitance of the medium, forwarding this signal to an image reconstruction algorithm capable of estimating the distribution of different phases present in the region under analyze. In this work, an electronic device capable of performing measurements in the classical sequential way is developed, as well as through parallel measurements where all electrodes are used at the same time. For this purpose, the characteristics necessary for the implementation of a device for ECT are analyzed, and a device capable of meeting the needs that the technique requires to perform an adequate image reconstruction is designed. The performance of the developed circuit is tested in conjunction with a sensor designed for ECT analysis, with the generated image reconstruction results indicating the system's ability to distinguish different elements in a multiphase mixture.

Keywords: Electrical Capacitance Tomography. Industrial Instrumentation. Electronic Device. Industrial Tomography. Multiphase Flow.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Variação do campo elétrico em substâncias com permissividades ε distintas. 15
Figura 2 – Distribuição dos eletrodos em torno da região de sensoriamento de maneira não intrusiva. 15
Figura 3 – Síntese dos módulos de tomografia por capacitância elétrica. 16
Figura 4 – Configuração típica de sensor para ECT. 17
Figura 5 – Diagrama geral do sistema de aquisição. 17
Figura 6 – Interação do Circuito de Carga-Descarga com a capacitância de interesse Cx. 27
Figura 7 – Interação do módulo de conversão C/V do Circuito AC-Based com a capacitância de interesse Cx. 28
Figura 8 – Relação entre o tempo do ciclo de medição e o tempo de reconstrução de imagem. 31
Figura 9 – Sequência de funcionamento do sistema ECT com o dispositivo de aquisição no modo de emissão. 34
Figura 10 – Sequência de funcionamento do sistema ECT com o dispositivo de aquisição no modo de recepção. 34
Figura 11 – Esboço dos módulos do sistema, com circuitos eletrônicos de aquisição de dados atrelados a cada eletrodo ativo. 35
Figura 12 – Módulos do circuito eletrônico para condicionamento do sinal de interesse. 36
Figura 13 – Interação entre os circuitos emissor e receptor através das chaves. . 37
Figura 14 – Circuito simplificado para análise da influência das chaves no circuito. 39
Figura 15 – Parâmetros que limitam a frequência de operação do Amp-Op do módulo de conversão C/V, considerando as aproximações realizadas. 42
Figura 16 – Amp-Op Inversor com Tensão de *offset* de entrada incluso. 45
Figura 17 – Módulo contendo filtro ativo passa alta com ganho de 10 vezes. . . 46
Figura 18 – Esquemático simplificado do AD637. 47
Figura 19 – 3 módulos do circuito de condicionamento do sinal para ECT. 49
Figura 20 – Protótipo do circuito desenvolvido. 49
Figura 21 – Montagem para realização dos experimentos. (1) Fonte 5V, (2) gerador de onda senoidal, (3) fonte $\pm$15V, (4) circuito desenvolvido, (5) CRIO, (6) Sensor ECT e (7) computador. 51
Figura 22 – Painel Frontal após um teste de 100 medições. 52
Figura 23 – Tensão de saída do circuito no ensaio de *warm-up*. 53
Figura 24 – Comportamento do sinal de saída do modo emissor, a partir da comutação das chaves. 54

Figura 25 – Comportamento do sinal de saída do modo receptor, a partir da comutação das chaves. 54
Figura 26 – Alteração da tensão de saída no tempo a partir da variação da capacitância de interesse. 55
Figura 27 – Resposta do sinal de saída do módulo de conversão C/V dado em valores de tensão eficaz em função da variação de capacitância C_x. 57
Figura 28 – Tensão eficaz de saída do módulo de Ganho e Filtro em função da variação de capacitância C_x. 58
Figura 29 – Tensão de saída do circuito em relação à variação da capacitância C_x. 58
Figura 30 – Tensão de saída e o efeito da variação da capacitância parasita $Cp2$. 60
Figura 31 – Tensão de saída do dispositivo de aquisição no ensaio com sensor contendo 100% ar. 61
Figura 32 – Tensão de saída do dispositivo de aquisição no ensaio com sensor contendo 100% óleo. 61
Figura 33 – Tensão de saída no ensaio com sensor contendo 50% óleo e 50% ar. 62
Figura 34 – Saco plástico utilizado para ensaio de inserção de ar. 62
Figura 35 – Tensão de saída no ensaio de inserção de ar em sensor repleto de óleo. 62
Figura 36 – Comparação do comportamento da saída de tensão nos 3 ensaios para diferentes medições de pares de eletrodos. 64
Figura 37 – Reconstrução de imagem do sensor de 12 eletrodos com 50% de óleo (em vermelho) e 50% de ar (em azul). 65
Figura 38 – Reconstrução de imagem do sensor de 12 eletrodos com inserção de ar (em azul) em óleo (em vermelho). 65
Figura 39 – Relação entre capacitância e tensão em ensaios com ar, óleo e água. 66
Figura 40 – Relação capacitância-tensão em diferentes faixas de tensão. 68
Figura 41 – Esquemático com as conexões realizadas no circuito. 79
Figura 42 – *Layout* do circuito eletrônico. 80
Figura 43 – Diagramas de Blocos dos programas desenvolvidos no LabVIEW. . 81
Figura 44 – Simulação dos estágios do circuito. 82
Figura 45 – Valores de tensão dos ensaios realizados 83
Figura 46 – Valores de SNR dos ensaios realizados 84

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Modelos de chaves avaliados 38
Tabela 2 – Modelos de Amp-Op avaliados 43
Tabela 3 – Limites da frequência de operação dos modelos de Amp-Op avaliados 44
Tabela 4 – Parâmetros dos modelos de Retificador avaliados 47
Tabela 5 – Comparação dos valores médios de SNR. 63
Tabela 6 – Comparação dos valores médios de desvio-padrão. 63
Tabela 7 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita a partir dos ensaios com sensor contendo 100% de ar. 67
Tabela 8 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita a partir dos ensaios com sensor contendo 100% de óleo. 67
Tabela 9 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita a partir dos ensaios com sensor contendo 100% de água. 67
Tabela 10 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita com pontos de tensão obtidos das 3 substâncias. 67
Tabela 11 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta para a faixa de tensão dos pares de eletrodos adjacentes. 68
Tabela 12 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta para a faixa de tensão dos pares de eletrodos posteriores aos adjacentes. 68
Tabela 13 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta para a faixa de tensão dos demais pares de eletrodos. 69

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Amp-Op	Amplificador Operacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CMOS	*Complementary Metal–oxide–semiconductor*
CRIO	CompactRIO
DAQ	Dispositivo de Aquisição de Dados
DDS	*Direct Digital Synthesizer*
DIP	Dual In-line Package
ECT	Tomografia Capacitiva Elétrica
FPGA	*Field-programmable gate array*
LPF	*Low Pass Filter*
PGA	*Programmable-gain Amplifier*
SMD	Surface Mount Device
SNR	Relação sinal-ruído

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância
ε_o	Permissividade do vácuo
ε_r	Permissividade relativa do material
A	Área do eletrodo
d	Distância entre eletrodos
∇	Divergente do campo vetorial
E	Campo Elétrico
∂	Derivada parcial da função
B	Densidade de fluxo magnético
t	Tempo
H	Campo Magnético
D	Densidade de fluxo elétrico
ρ	Densidade de carga
ε	Permissividade elétrica
μ	Permissividade magnética
φ	Potencial elétrico
V_e	Tensão aplicada ao eletrodo emissor
$\forall$	Para todos
$\in$	Pertencente à
Γ_e	Localização espacial do eletrodo emissor
i	Eletrodo emissor utilizado
Γ_r	Localização espacial do eletrodo receptor
Γ_b	Localização espacial do eletrodo de blindagem
Γ_g	Localização espacial do eletrodo de guarda
j	Eletrodo receptor utilizado
Q	Carga elétrica
Γ	Superfície do eletrodo receptor
V	Diferença de potencial
V_U	Tensão de saída do amplificador operacional
f_Q	Frequência de carga e descarga
V_i	Tensão de entrada
C_x	Capacitância da região de sensoriamento
R_f	Resistência de *feedback*
e	Tensão de *offset*
V_{out}	Tensão de saída
K	Ganho do amplificador diferencial
I_i	Corrente de entrada

ω	Frequência de excitação do sistema
C_f	Capacitância de *feedback*
V_{rms}	Tensão Eficaz
T	Período do sinal
V'	Tensão na entrada da região de sensoriamento
R_{ON}	Resistência dos terminais no estado ativo
C_p	Capacitância Parasita
$\varphi_{V'}$	Fase da tensão na entrada da região de sensoriamento
φ_{out}	Fase da tensão de saída
A_{cr}	Ganho de malha fechada
A_{ci}	Ganho de malha fechada em um amplificador ideal
A_{or}	Ganho real em malha aberta
β	Fator de realimentação
A_o	Ganho em malha aberta
ω_c	Frequência de corte com ganho de -3dB
ω_u	Largura de banda de ganho unitário
σ_1	Limite inferior da frequência de operação
σ_2	Limite superior da frequência de operação
t_{cv}	Tempo de resposta
R_g	Resistência de ganho
V_{io}	Tempo de *offset* de entrada
I	Corrente elétrica
M	Número total de medições
V_{IN}	Tensão de entrada do dispositivo AD817
V_i	Enésima medição de tensão
$\overline{V}$	Valor médio de tensão

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 14
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO 14
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E APLICAÇÕES 18
1.3 CÁLCULOS DE DISTRIBUIÇÃO DE PERMISSIVIDADE E CAPACITÂNCIA 20
1.4 OBJETIVOS 23
1.4.1 Objetivo Geral 24
1.4.2 Objetivos Específicos 24
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO 24
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 26
2.1 ARQUITETURAS DE HARDWARE 26
2.1.1 Circuito Carga-Descarga 26
2.1.2 Circuito AC-Based 28
2.2 CICLO DE MEDIÇÃO 30
2.3 ESTRATÉGIA DE CONVERSÃO DO SINAL CA 31
3 METODOLOGIA 33
3.1 MÓDULOS DO CIRCUITO ELETRÔNICO 36
3.2 CONFECÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO 48
3.3 DESCRIÇÃO DOS ENSAIOS 50
4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS 57
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO 57
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 59
4.2.1 Ensaios com sensor ECT 60
4.2.2 Reconstrução de imagem 64
4.2.3 Relação Tensão-Capacitância 66
5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS DO TRABALHO 70
REFERÊNCIAS 73
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO COM AS CONEXÕES REALIZADAS NO CIRCUITO 79
APÊNDICE B – *LAYOUT* DO CIRCUITO ELETRÔNICO 80
APÊNDICE C – DIAGRAMAS DE BLOCOS DOS PROGRAMAS DESENVOLVIDOS NO LABVIEW 81
APÊNDICE D – SIMULAÇÃO DOS ESTÁGIOS DO CIRCUITO. . . 82
APÊNDICE E – VALORES DE TENSÃO DOS ENSAIOS REALIZADOS. 83
APÊNDICE F – VALORES DE SNR DOS ENSAIOS REALIZADOS. 84

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são abordados os principais conceitos relacionados a um sistema de tomografia capacitiva elétrica (ECT)[1]. Estabelecidos os conceitos gerais de ECT, analisa-se na literatura quais são as práticas acadêmicas e industriais que vêm sendo utilizadas, de modo a decidir quais as principais estratégias a se utilizar, tanto no desenvolvimento do dispositivo quanto na validação do sistema projetado. Também são apresentados os principais objetivos do trabalho junto com a metodologia a ser utilizada e a organização do documento.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

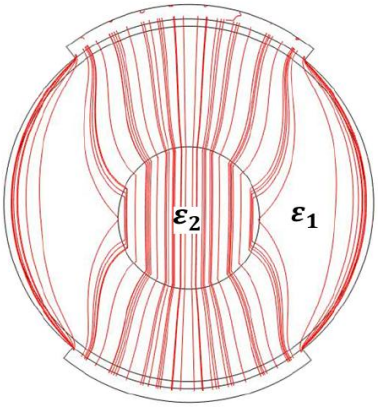
A ECT é uma técnica de análise da distribuição de fases em um meio através da permissividade relativa dos materiais, cuja popularização ocorreu na década de 1980 principalmente por sua aplicação industrial na análise de escoamento multifásico (HALOW *et al.*, 1993). Os primeiros sistemas se consolidaram como uma técnica viável pela flexibilidade da configuração dos sensores, pela ECT ser uma técnica que não emite radiação, por possuir um tempo de resposta rápido, baixo custo, não ser intrusiva ou invasiva ao meio que se busca avaliar e por suportar altas pressões e temperaturas (ISMAIL *et al.*, 2005).

A ECT é uma tecnologia de imagem *soft field* para visualização da distribuição espacial da permissividade elétrica, através da medição do sinal elétrico vindo de eletrodos que circundam a região de sensoriamento. Tais eletrodos são anexados à superfície da região em avaliação, atuando como emissores e receptores de tensão. O valor é medido a partir das propriedades elétricas do objeto e dos parâmetros do sinal aplicado, sendo utilizado circuitos de condicionamento dos sinais para garantir que os parâmetros envolvidos não influenciem na avaliação da capacitância do meio. Como pode ser observado na Figura 1, as linhas de campo elétrico (*soft field*) apresentam comportamento distinto em um meio com dois elementos de permissividade relativa diferentes, indicando a não linearidade da técnica quando submetida a uma região multifásica. É esta diferença de permissividade relativa que permite a identificação da distribuição espacial das fases para reconstrução de imagem (CHONDRONASIOS, 2003).

Os sistemas de ECT são caracterizados pela utilização de eletrodos, que circundam a região de sensoriamento e atuam tanto como emissores quanto receptores, de modo que diferentes arranjos de campo elétrico formam-se através do meio em análise e geram tensões de saída distintas para cada configuração de eletrodos. Tal dinâmica é feita de modo que todos os eletrodos atuem entre si como emissores ou receptores e

[1] Para simplificar a notação usaremos a terminologia em inglês ECT (Electrical Capacitance Tomography) no resto do documento por ser de uso frequente na literatura.

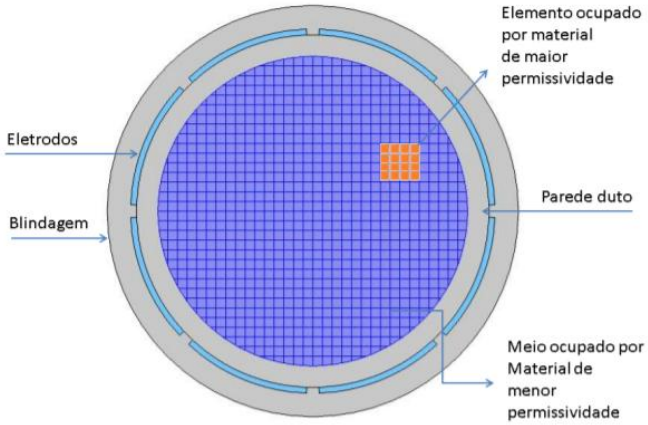
Figura 1 – Variação do campo elétrico em substâncias com permissividades ε distintas.



Fonte: Molinari (2003).

o conjunto de aquisição de dados proveniente destas combinações proporcione maior precisão para a reconstrução de imagem (YANG, W. Q.; PENG, 2002). A configuração tradicional dos eletrodos, distribuídos radialmente em torno da região de interesse de maneira não intrusiva, é apresentada na Figura 2.

Figura 2 – Distribuição dos eletrodos em torno da região de sensoriamento de maneira não intrusiva.



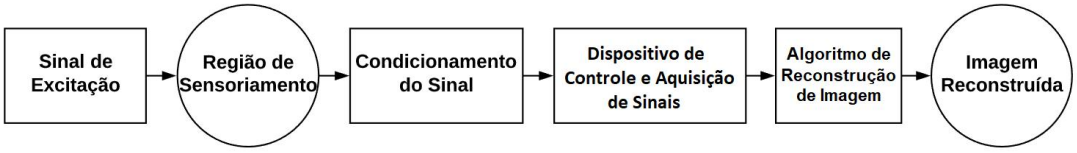
Fonte: Mota (2015).

Um fluxograma com uma síntese dos módulos básicos de um sistema ECT é descrito na Figura 3. O sistema ECT pode ser dividido em três partes principais: o sensor, o circuito de detecção e o sistema computacional (YANG, 1995).

A qualidade da imagem reconstruída depende da exatidão com que as medição são feitas e do desempenho do algoritmo de reconstrução de imagem. Tanto a instrumentação quanto o algoritmo demandam um conhecimento dos princípios físicos

relacionados à tomografia, bem como o conhecimento das propriedades elétricas do objeto em estudo. Tais características apontam a ECT como uma técnica multidisciplinar que exige conhecimentos de matemática, física, programação e eletrônica, além dos conhecimentos específicos da área de aplicação, seja industrial ou biomédica.

Figura 3 – Síntese dos módulos de tomografia por capacitância elétrica.



Fonte: O autor (2022).

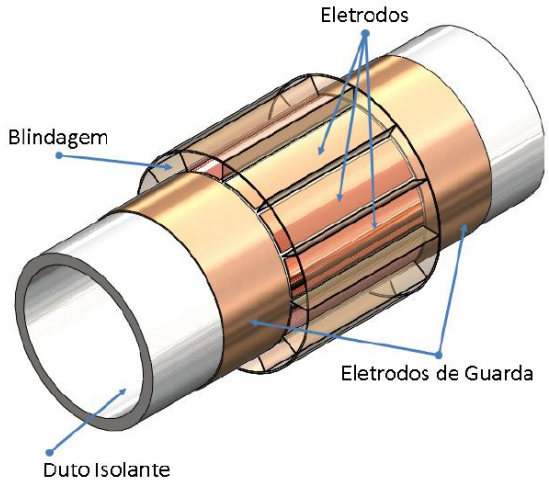
A instrumentação de um sistema de ECT tradicional contém uma fonte de excitação de sinal, um sensor, um dispositivo para chaveamento dos eletrodos e um circuito para o condicionamento do sinal de saída. Estes elementos são compostos por circuitos eletrônicos, eletrodos para interação com o meio, fonte de energia para alimentação de todos os módulos e um dispositivo de comando para recepção e controle dos sinais.

O sensor de ECT típico aplicado ao estudo de escoamento multifásico é constituído por um duto não condutor que possui em sua parede externa os eletrodos de medição, espaçados entre si igualitariamente (MOTA, 2015). Algumas das características do sensor, como a distribuição da blindagem e dos eletrodos de guarda, que influenciam no comportamento do campo elétrico sob o meio ao reduzir a influência de ruído externo, são destacadas na Figura 4.

Ensaios de ECT podem ser divididos em duas etapas: um primeiro momento de excitação da região de interesse com um sinal elétrico e um segundo momento de interpretação da relação entre o meio e o sinal enviado. O diagrama geral dos blocos que compõe o sistema de aquisição para que este atenda as características de ECT é descrito na Figura 5. O bloco controlador representa o módulo responsável por enviar os sinais (de comando e excitação) necessários ao sistema, o bloco de chaveamento representa a comutação entre eletrodos (emissão e recepção de sinal), o bloco de condicionamento de sinal é responsável pela adequação do sinal medido e Cx é a capacitância medida.

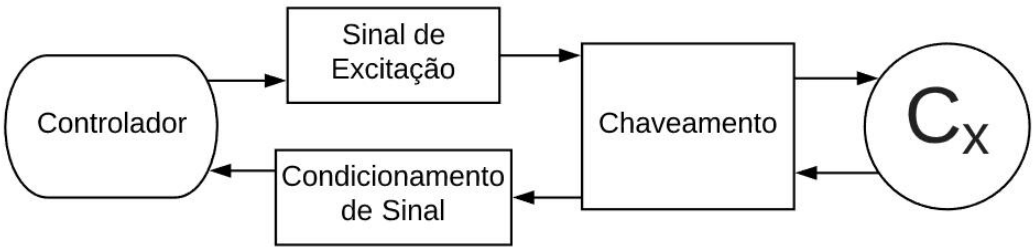
Além da abordagem tradicional de ECT, existem técnicas que envolvem modificações e aprimoramentos no dispositivo, como diferentes distribuições geométricas dos eletrodos, redução ou acréscimo nos elementos e parâmetros que compõem o sistema. Tais variações possibilitam a utilização de ECT em aplicações diversas e específicas, de modo que o dispositivo de aquisição costuma ser desenvolvido em função do emprego do sistema de medição. Uma das principais temáticas relacionados ao

Figura 4 – Configuração típica de sensor para ECT.



Fonte: Mota (2015).

Figura 5 – Diagrama geral do sistema de aquisição.



Fonte: O autor (2022).

desenvolvimento de um dispositivo para ECT esta na área industrial, mais especificamente na medição de vazão multifásica em sistemas de produção de petróleo. O processo de vazão multifásica nestes sistemas é caracterizado pelo escoamento multifásico, com vazão simultânea de óleo, água e gás. Ao longo dos dutos, as diferentes combinações de duas ou mais fases formam diferentes padrões de escoamento.

O padrão de escoamento influencia em parâmetros como velocidade de escorregamento, vazão e fração volumétrica, de modo a ser recorrente uma calibração do sistema levando-se em consideração o padrão de escoamento (ROSA, 2012). A fração volumétrica de uma fase é dada pela sua razão em relação ao volume total. A identificação dos padrões de escoamento multifásico costuma utilizar a fração volumétrica de cada fase para se calcular as vazões, com as técnicas não intrusivas de identificação através de medição da permissividade elétrica sendo cada vez mais populares (PAGANO; MOTA; STASIAK, 2021).

O processo de escoamento multifásico é caracterizado pelo fluxo de duas ou

mais fases distintas, normalmente categorizadas pelo estado dos materiais envolvidos (gás-liquido, líquido-sólido, etc). No processo de extração de petróleo comumente se faz o monitoramento e análise de escoamento de óleo-água-gás (MOTA, 2015).

O comportamento do material dentro das tubulações pode comprometer qualquer uma das fases de produção, transmissão ou distribuição, criando a demanda de monitoramento. No processo de extração de petróleo, a modificação do padrão de escoamento ao longo do processo também pode culminar na deterioração da performance do medidor multifásico utilizado, devido a vazão das fases variar de forma distinta ao longo do tempo. Assim sendo, a utilização de métodos não intrusivos de identificação do padrão de escoamento influenciam positivamente nas medições realizadas (ROSA, 2012).

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E APLICAÇÕES

Estabelecidos os conceitos gerais de ECT, busca-se analisar na literatura quais são as práticas acadêmicas e industriais que vêm sendo utilizadas, de modo a decidir quais as principais estratégias a se utilizar, tanto no desenvolvimento do dispositivo quanto na validação do sistema projetado.

As primeiras publicações científicas sobre ECT datam da década de 1980, com pesquisadores do Departamento de Energia de Morgantown sendo responsáveis por algumas das primeiras análises sobre o tema (HALOW *et al.*, 1993). A técnica de ECT teve seus primeiros sistemas desenvolvidos nos anos finais da década de 1980, com foco principal na reconstrução de imagem nos dutos de óleo e gás. A partir destes estudos em tempo real, seguiu-se aprofundando a técnica para outras aplicações, como por exemplo a análise de escoamento sólido-gás em distribuidores pneumáticos (DYAKOWSKI *et al.*, 1997), a reconstrução de imagem da ignição em motores de combustão (HE *et al.*, 1994) (WATERFALL *et al.*, 1996) e o monitoramento da variação de pressão decorrente de perturbações na vazão de óleo (YANG, W. Q. *et al.*, 1995).

Uma aplicação amplamente difundida da tomografia consiste na identificação de falhas estruturais internas, com ECT sendo utilizada como ferramenta de análise da diminuição na capacidade de carga em vigas de concreto. Descontinuidades e imperfeições na estrutura têm grande impacto na segurança das construções. A ECT contribui para análise da estrutura, dada sua interação não invasiva com o meio, podendo ter seus eletrodos distribuídos ao redor e em diversos pontos da viga de concreto. A análise de homogeneidade em concreto é um tipo de problema que permite a utilização de instrumentação por ECT sem a exigência da utilização de reconstrução de imagem (apenas a tomometria[2]), identificando locais que contenham falha a partir da variação de valores medidos, verificando se há concreto ou não em partes da estrutura

[2] Tomometria consiste na aplicação da técnica ECT apenas dedicada à medição sem a necessidade da reconstrução de imagem.

(GRUDZIEN *et al.*, 2016). A análise de defeitos e a prevenção de falhas estruturais também se estende a outros materiais, como dutos de polietileno (EVANGELIDIS; MA; SOLEIMANI, 2013) e pontes de madeira (VOSS *et al.*, 2016).

A gama de aplicações para tomografia é cada vez maior, com estudos voltados para sistemas com geometrias cada vez menores. Destaca-se o estudo de sistemas de medição baseado em ECT para micro reatores, visto que o processamento de produtos químicos é comumente composto de duas ou mais fases, e a técnica pode auxiliar na distinção de substâncias. Os micro reatores são capazes de realizar reações químicas ou biológicas contínuas, manipulando o volume de fluídos que passam por seus micro canais. O estudo mostrou que a ECT pode contribuir positivamente para operação, identificando a concentração e o comportamento de difusão de nanopartículas em um micro canal (OTHMAN; TAKEI, 2015).

A análise interna de tubulações é utilizada nos processos industriais como uma ferramenta preventiva, proporcionando o diagnóstico do comportamento dos materiais e podendo ser utilizada em diferentes estágios de operação. Os materiais se distribuem em uma tubulação de diferentes formas, a depender de certos parâmetros envolvidos no processo. As falhas em uma operação que envolva tubulações podem comprometer o funcionamento de equipamentos como compressores e válvulas de controle, afetar a leitura dos instrumentos de medição e interferir na filtragem de sedimentos indesejados. Sem a devida identificação destes problemas, um longo período em que a tubulação for submetida a tais defeitos pode acarretar falhas críticas, capazes de gerar danos ambientais e perdas financeiras consideráveis. A técnica de ECT para avaliação de dutos se mostra interessante por ser uma técnica que faz uma avaliação rápida e simples de interpretar, por não comprometer a tubulação e seu conteúdo e por ter baixo custo tanto de aquisição quanto de instalação. A redução ao longo dos anos da utilização de dutos metálicos também se mostra um fator positivo à utilização de ECT (HOSANI, E. A.; ZHANG, M.; SOLEIMANI, M. A., 2015).

Além do padrão de escoamento, a própria inclinação do duto modifica a distribuição geométrica das fases no escoamento, ressaltando a importância de ferramentas de inspeção (CHISHOLM, 1985), (TAITEL; DUKLER, 1976). A análise do padrão de escoamento pode ser feita por inspeção visual, identificação do conteúdo espectral das pressões instáveis, medição de velocidade superficial das fases ou pela medição da variação de fração volumétrica das fases (JONES; ZUBER, 1975). A análise por fração volumétrica leva em consideração a razão entre o volume ocupado por uma fase específica em relação ao volume total da mistura. O método de identificação de fração volumétrica por ECT utiliza imagens da distribuição de permissividade dos fluidos que compõem o escoamento (FERNANDEZ; PEDROSA; PINHO, 2009) (SILVA *et al.*, 2017).

Este tipo de análise ajuda a garantir a qualidade de produtos, promovendo a oti-

mização de processos industriais e maior conhecimento dos regimes de escoamentos envolvidos ao longo de operações específicas, garantindo a segurança e durabilidade dos equipamentos. Mesmo sendo comum o desenvolvimento de equipamentos para operações com regime de escoamento específico, a presença de bolhas de ar, de impurezas, depósito de sedimentos na tubulação e a variação em parâmetros como volume, pressão, temperatura, densidade e viscosidade com que cada fase escoa em um duto, podem alterar o comportamento do escoamento, afetando a segurança, danificando e comprometendo o tempo de vida útil dos equipamentos. (SHAFQUET; ISMAIL, 2012) (FIGUEROA, 2000).

Uma vez que o funcionamento da técnica é comprovadamente consolidado, cresce cada vez mais a gama de estudos voltados ao aprimoramento de ECT. Com o tempo, vem aumentando o número de estudos da área com foco no desenvolvimento de equipamentos eletrônicos portáteis, eficientes e de baixo custo. Para atender tais requisitos, muitos trabalhos optam por utilizar FPGA (Arranjos de Portas Programáveis em Campo) para o comando do dispositivo eletrônico, com a demodulação do sinal de interesse sendo cada vez mais realizada por estratégias digitais, além de sistemas cujo condicionamento do sinal é totalmente digital (WANG, H.; XIN; ZHANG, 2009) (XU *et al.*, 2015) (SAIED; MERIBOUT, 2016) (SUN *et al.*, 2017).

Com base em suas aplicações, cada pesquisa apresenta uma abordagem própria para o estudo de ECT, seja com diferentes configurações dos módulos do sistema ou diferentes parâmetros abordados em sua metodologia. A compreensão e integração das contribuições de cada trabalho para área facilita no desenvolvimento de sistemas de ECT de precisão, permitindo a validação dos estudos da área e o desenvolvimento do dispositivo eletrônico.

Na literatura sobre ECT muitos parâmetros são avaliados, tanto no âmbito geral da técnica quanto em estudos voltados para aplicações específicas. Algumas características oferecem melhor desempenho ou maior precisão ao sistema, como maiores valores de frequência e de amplitude do sinal de excitação e maior número de eletrodos (YANG, 1995) (GAMIO, 1997) (SAIED; MERIBOUT, 2016). Para o desenvolvimento do dispositivo desta dissertação, os parâmetros utilizados foram definidos levando em consideração os valores adotados na literatura, as limitações dos componentes eletrônicos a serem utilizados, o tempo de operação de um ciclo de medição em ECT, as estratégias de demodulação do sinal e os limites espaciais da placa eletrônica planejada.

1.3 CÁLCULOS DE DISTRIBUIÇÃO DE PERMISSIVIDADE E CAPACITÂNCIA

Como exemplificado na sequência de etapas apresentadas no diagrama da Figura 3, a ideia de se utilizar ECT consiste em medir a variação de capacitância a partir de multi eletrodos e, então, realizar a reconstrução de imagem da distribuição de

permissividade relativa através dos valores medidos.

Durante uma medição, o sensor utilizado é caracterizado por dois eletrodos (emissor e receptor) que circundam a região de interesse contendo a distribuição de permissividade dos materiais. O cálculo simplificado de capacitância dispensaria a necessidade da análise do potencial elétrico, como mostra a equação a seguir:

$$C = \frac{\varepsilon_o \varepsilon_r A}{d}, \tag{1}$$

onde C é a capacitância, ε_o é a permissividade do vácuo e ε_r é a permissividade relativa do material, A a área do eletrodo e d a distância entre eletrodos. A equação (1) assume uma distribuição homogênea da permissividade no meio e posicionamento ideal (paralelo) entre os eletrodos. Dada a geometria do sensor para ECT e o fato da permissividade no meio não ser uniforme, o cálculo simplificado de capacitância não pode ser utilizado. Deste modo, se faz necessário levantar a relação entre capacitância e permissividade a partir da distribuição do campo elétrico.

Quando os eletrodos são excitados o campo eletromagnético dentro da região de sensoriamento, governado pelas equações de Maxwell, interage com a condutividade e com a permissividade do material atribuindo certa impedância ao meio, como mostrado a seguir pelas equações

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \tag{2}$$

$$\nabla \times H = -\frac{\partial D}{\partial t} \tag{3}$$

$$\nabla \cdot B = 0 \tag{4}$$

$$\nabla \cdot D = \rho. \tag{5}$$

Nestas equações, E representa o campo elétrico, B a densidade de fluxo magnético, H a intensidade do campo magnético, D a densidade de fluxo elétrico, ρ a densidade de carga e t o tempo. A relação entre campo e permissividade vem a partir da densidade de fluxo

$$D = \varepsilon E, \tag{6}$$

$$B = \mu H, \tag{7}$$

com D e B relacionados respectivamente as permissividades elétrica e magnética ε e μ. A permissividade ε representa o produto entre a permissividade do vácuo e a permissividade relativa do material, de modo que $\varepsilon = \varepsilon_o \varepsilon_r$.

A corrente J que passa pela região de sensoriamento pode ser definida em função da condutividade σ como $J = \sigma E$, desconsiderando-se os efeitos das fontes internas de corrente que surgem, dadas as características do fenômeno elétrico em estudo.

Para o equacionamento utilizado na interpretação do sinal de interesse são utilizadas algumas simplificações, como a consideração de um valor pequeno de condutividade do material, cargas estáticas no espaço (ρ e J constantes no tempo), ausência de influência da indução magnética e ausência de cargas livres no material. Assume-se portando a ideia de um sistema linear, isotrópico e não dispersivo (SOMERSALO; CHENEY; ISAACSON, 1992) (MOTA, 2015) (HOSANI, Esra Al, 2016).

Com as devidas simplificações das equações de Maxwell, as equações 2 e 5 podem ser reescritas como

$$\nabla \times E = 0, \tag{8}$$

$$\nabla \cdot D = 0. \tag{9}$$

Com o rotacional do campo elétrico sendo zero, o campo E pode ser descrito como o gradiente de um potencial escalar

$$E = -\nabla\varphi, \tag{10}$$

onde φ é o potencial elétrico, comumente descrito como a tensão dada em volts. Como o divergente do campo pode ser descrito como $\nabla \cdot E = \rho/\varepsilon_o$, o divergente do gradiente (laplaciano) do potencial elétrico pode ser descrito no que é conhecido como a equação de Poisson para eletrostática

$$\nabla^2\varphi = -\rho/\varepsilon_o. \tag{11}$$

A equação de Poisson permite que, dada uma distribuição de carga, seja possível se calcular o potencial a partir de seu laplaciano. Em uma região onde as cargas são estáticas no espaço ($\rho = 0$) a equação de Poisson pode ser reduzida para equação de Laplace ($\nabla^2\varphi = 0$).

A estrutura da equação de Laplace pode ser reformulada para dar destaque à permissividade, substituindo a densidade de fluxo elétrico (D) da equação (9) por seu equivalente apresentado na equação (6). A partir destas definições é possível se obter uma relação entre diferença de potencial e permissividade relativa do material, conhecida como equação diferencial eletrostática (HOSANI, Esra Al, 2016)

$$\nabla \cdot (\varepsilon\nabla\varphi) = 0. \tag{12}$$

Por se tratar de uma equação com derivadas parciais, são necessárias as condições de contorno para o desenvolvimento do cálculo. A partir dos valores de potencial elétrico nos eletrodos são estabelecidas as condições de contorno de primeiro tipo (Dirichlet)

$$\varphi \begin{cases} V_e & \forall \in \Gamma_e \qquad (i = 1,...,?? - 1) \\ 0 & \forall \in \Gamma_r, \Gamma_b, \Gamma_g \qquad (j \neq i), \end{cases} \tag{13}$$

com Γ_e representando a localização espacial do eletrodo emissor, V_e sendo a tensão aplicada ao eletrodo emissor e com Γ_r, Γ_b e Γ_g representando os eletrodos receptor, de blindagem e de guarda, respectivamente. Representando os eletrodos utilizados estão *i* como emissor, *j* como receptor e *N* como o número total de eletrodos.

A partir da identificação da distribuição do potencial elétrico, pode-se caracterizar a capacitância em cada parte da região de interesse. O elemento que relaciona o campo elétrico, permissividade do material e a capacitância é a carga elétrica *Q*, identificada pelo eletrodo receptor. Seu valor pode ser encontrado utilizando a lei de Gauss

$$Q = \int \int_{\Gamma} \varepsilon_o \varepsilon_r \nabla \varphi d\Gamma, \tag{14}$$

onde Γ representa a superfície do eletrodo receptor. A carga elétrica é definida com base na distribuição do campo elétrico. Visto que a carga elétrica pode ser relacionada ao valor absoluto da diferença de potencial pela razão $C = \frac{Q}{V}$, a capacitância pode ser definida pela equação

$$C = -\frac{1}{V} \int \int_{\Gamma} \varepsilon_o \varepsilon_r \nabla \varphi d\Gamma, \tag{15}$$

com V sendo a diferença de potencial absoluta entre os eletrodos emissor e receptor, ε_o a permissividade do vácuo, ε_r a permissividade relativa e $\nabla\varphi$ o potencial elétrico. Assim, é estabelecida a equação que relaciona capacitância, permissividade e diferença de potencial.

Este equacionamento vincula e justifica a utilização da leitura de capacitância para identificação de permissividade e distribuição do material. Todo o equacionamento intrínseco à identificação dos diferentes materiais presentes na região de interesse é realizado pelo algoritmo de reconstrução de imagem. Sua função é receber os sinais elétricos provenientes do dispositivo de ECT e fornecer uma interpretação que permita a compreensão da distribuição dos materiais.

1.4 OBJETIVOS

Para que as medições de capacitância utilizando a técnica de ECT ocorram de maneira adequada, é necessário a utilização de um sensor próprio para a interação

com o meio e um dispositivo eletrônico que permita a interação com a região de interesse e a aquisição dos sinais relevantes. Os ensaios realizados nesta dissertação utilizam um sensor elaborado no laboratório do presente estudo (MOTA, 2015), que em conjunto com um algoritmo de reconstrução já estabelecido permite com que o foco das análises seja em torno do dispositivo eletrônico elaborado.

O aprimoramento do dispositivo utilizado permite a realização da aquisição de dados com maior precisão, com a qual se é possível melhorar a qualidade da reconstrução de imagem para ECT e a identificação de distribuição das substâncias dentro da região de interesse.

1.4.1 Objetivo Geral

Esta pesquisa tem como principal objetivo o desenvolvimento do protótipo de um dispositivo de aquisição e condicionamento de sinais para sistemas de ECT, aplicados à medição em escoamentos multifásicos utilizando componentes eletrônicos comerciais. Busca-se estabelecer a instrumentação necessária em estudos mais aprofundados com ECT para aplicações industriais. O aprimoramento do hardware desenvolvido deve permitir a realização da aquisição de dados com precisão, de forma a melhorar a qualidade de reconstrução de imagem para sistemas ECT.

1.4.2 Objetivos Específicos

A metodologia seguida para alcançar a meta principal deste projeto consiste em:

- realizar pesquisa bibliográfica das soluções acadêmicas e de mercado para medição de capacitância aplicáveis à ECT;
- estudar as diferentes metodologias e especificações de dispositivos para aplicações em ECT;
- integrar diferentes soluções eletrônicas para compor o dispositivo de ECT;
- validar o sistema por meio de simulação dos módulos desenvolvidos;
- confeccionar os circuitos eletrônicos contendo as estratégias de aquisição e condicionamento de sinal selecionadas;
- validar o dispositivo desenvolvido por meio de ensaios realizados com um sensor de ECT construído especificamente para a análise de escoamentos multifásicos.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

No capítulo 2 são analisadas as características necessárias para um dispositivo de de medições de capacitância de ECT, sendo descritas diferentes soluções de

condicionamento do sinal de interesse e o comportamento esperado dos diferentes módulos que compõem o sistema.

No capítulo 3 é descrito o processo de avaliação e seleção dos componentes eletrônicos que compõem cada módulo presente no dispositivo. Também é descrita a metodologia utilizada para validação do funcionamento do dispositivo desenvolvido.

No capítulo 4 é analisado o desempenho do circuito desenvolvido, por simulação e experimentalmente, utilizando um sensor de ECT construído para medição de vazão de escoamentos multifásicos no laboratório. Nesse capitulo se avaliam as características eletrônicas de medição do circuito desenvolvido.

Finalmente, no capítulo 5 são destacados os principais aspectos abordados ao longo da dissertação, assim como as conclusões e perspectivas do trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Estabelecidos os conceitos gerais de ECT, busca-se analisar qual estratégia de condicionamento do sinal será utilizada no dispositivo elaborado neste trabalho.

2.1 ARQUITETURAS DE HARDWARE

Para a medição de capacitância, dois tipos de circuito são os mais difundidos em ECT por apresentarem imunidade à capacitância parasita: (i) o circuito de carga-descarga (HUANG, 1986) e (ii) o circuito baseado em corrente alternada (AC-Based) (GAMIO, 1997). Em seu estudo, Yang (1995) descreve a importância de circuitos que lidem com a interferência de capacitâncias externas à leitura de interesse ao demonstrar que, em uma medição típica por ECT, os valores de capacitância (de 5.47 fF a 489 fF) são muito menores que as capacitâncias parasitas que podem afetar o sistema (cerca de 150 pF). Portanto, é essencial minimizar o efeito das capacitâncias parasitas presentes nos circuitos de medição ECT.

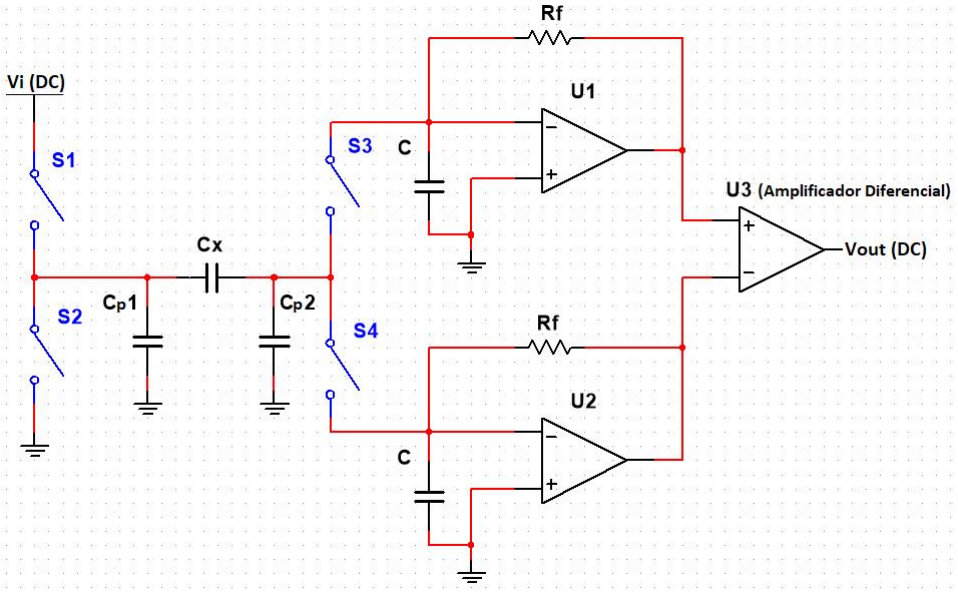
2.1.1 Circuito Carga-Descarga

O circuito de medição da capacitância de carga-descarga, como o nome sugere, é composto por uma etapa de carregamento e uma de descarregamento do circuito, com a região de sensoriamento armazenando e liberando carga conforme mudam os estágios do processo. Cada eletrodo pode atuar como emissor do sinal de carga para a região de sensoriamento ou como receptor do sinal de interesse para descarregá-lo no aterramento comum, de modo que as regiões do circuito por onde o sinal passa são normalmente controlados por chaves do tipo CMOS (semicondutor de óxido metálico complementar) (YANG, 1995) (LIU; HAN, 2013) (JOHANA; YUNUS; CHAN, 2011).

A estrutura típica do circuito carga-descarga é apresentada na Figura 6. No circuito apresentado na Figura 6, *Cx* representa a capacitância da região de sensoriamento; *Cp*1 e *Cp*2 representam as capacitâncias parasitas presentes antes e depois de *Cx*; U1 a U3 representam um Amp-Op cada; os capacitores C são utilizados para evitar que os Amp-Ops sejam sobrecarregados por picos de tensão; *Rf* é o resistor de realimentação; S1 a S4 são as chaves para comutação; *Vi* é a tensão de entrada e *Vout* é a tensão de saída.

A ideia desta configuração é a de se possa realizar a medição do valor de *Cx* independente das capacitâncias parasitas. Conforme as chaves são acionadas, duas diferentes configurações de circuito interagem com a capacitância de interesse: (i) quando S1 e S4 são acionadas e (ii) quando S2 e S3 são acionadas. Dependendo do acionamento das chaves utilizado, a capacitância parasita *Cp*1 está conectada à fonte de tensão ou ao aterramento, de modo a não produzir corrente a ser drenada para *Cx*.

Figura 6 – Interação do Circuito de Carga-Descarga com a capacitância de interesse Cx.



Fonte: O autor (2022).

A capacitância parasita *Cp*2 é conectada ao terra virtual dos Amp-Ops *U*1 ou *U*2 e a diferença de potencial entre seus terminais é zero. Com este tipo de configuração é garantido que as capacitâncias parasitas não irão interferir no valor de capacitância *Cx* (HUANG, S. M. *et al.*, 1988) (LIU; HAN, 2013).

Cada ciclo de medição é composto por uma etapa de carga e uma de descarga. A fase de carga ocorre quando as chaves S1 e S4 estão fechadas e as chaves S2 e S3 estão abertas, fazendo com que a corrente flua pelo Amp-Op *U*2. A partir desta configuração das chaves é obtida a tensão de saída (V_{U2}), cuja relação com *Cx* podendo ser observada na equação (16) e com o detalhamento dos cálculos podendo ser observado no trabalho de Yang (1995). Nesta equação, f_Q representa a frequência de carga e descarga e e_2 a tensão de *offset* do Amp-Op *U*2.

$$V_{U2} = -f_Q \cdot V_i \cdot C_x \cdot R_f + e_2 \tag{16}$$

De maneira análoga a realizada para obtenção da tensão V_{U2}, inverte-se a configuração das chaves de modo a se ter a relação entre V_{U1} e *Cx*. Durante a etapa de descarregamento, as chaves S2 e S3 são fechadas e as chaves S1 e S4 abertas. A carga armazenada na região de interesse passa a ser descarregada, com a corrente passando pelo Amp-Op *U*1, de modo a se ter uma saída de tensão contínua V_{U1} que pode ser expressa como

$$V_{U1} = f_Q \cdot V_i \cdot C_x \cdot R_f + e_1, \tag{17}$$

com e_1 sendo a tensão de offset do Amp-Op $U1$. Um amplificador diferencial com ganho K é utilizado para realizar a soma das tensões de V_{U1} e V_{U2}, produzindo um sinal de saída (V_{out}) DC proporcional à capacitância Cx da região de interesse.

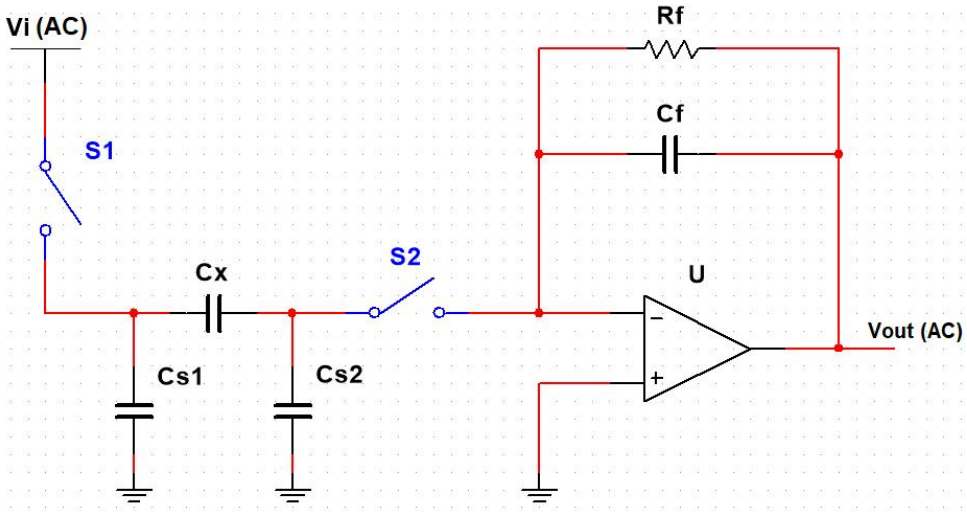
$$V_{out} = K \cdot (V_{U1} - V_{U2}) = 2 \cdot K \cdot f_Q \cdot V_i \cdot C_x \cdot R_f + K \cdot (e_1 - e_2). \quad (18)$$

A partir da leitura do sinal V_{out} e com o conhecimento prévio dos demais parâmetros desta equação é possível determinar o valor da capacitância Cx.

2.1.2 Circuito AC-Based

O circuito de medição de capacitância que utiliza um sinal de excitação senoidal é conhecido como AC-Based (YANG; STOTT; BECK, 1994). O cerne de seu funcionamento é apresentado na Figura 7, com um Amp-Op, um resistor de *feedback* Rf e um capacitor de *feedback* Cf conectados à capacitância de interesse Cx. As chaves S1 e S2 são utilizadas para definir quais dentre os eletrodos que cercam a região de interesse serão responsáveis pela emissão do sinal de excitação para o meio e pela recepção do sinal de interesse para condicionamento do sinal. O circuito *AC-Based* consiste em propiciar um sinal de tensão senoidal proporcional a capacitância da região de interesse, proveniente da carga induzida pelos eletrodos (GAMIO, 1997) (YANG, W. Q.; YORK, 1999).

Figura 7 – Interação do módulo de conversão C/V do Circuito AC-Based com a capacitância de interesse Cx.



Fonte: O autor (2022).

Assim como na estrutura do circuito de carga-descarga, $Cp1$ e $Cp2$ representam as capacitâncias parasitas presentes antes e depois de Cx. De modo similar ao que ocorre no outro modelo de arquitetura, $Cp1$ está diretamente conectado à fonte

de tensão senoidal de modo a não afetar a capacitância *Cx*. *Cp*2 está virtualmente conectado ao aterramento através do Amp-Op, fazendo com que seu valor também não influencie o sinal de interesse (YANG, 1995) (GAMIO; YANG, W.; STOTT, A., 2001) (YANG, W. Q.; STOTT, A. L.; GAMIO, J. C., 2003).

A essência deste modelo de circuito está no amplificador operacional com capacitor de realimentação (*feedback*). O resistor de *feedback* R_f é utilizado como um caminho para se evitar que a corrente carregue C_f e cause saturação ao circuito. Para se evitar a influência do resistor no equacionamento, busca-se encontrar parâmetros que atendam a relação $\omega >> \frac{1}{C_f R_f}$ onde é ω a frequência de excitação do sistema. Com o amplificador tendo um ganho alto na faixa de frequência de operação típica para aplicações de ECT, a tensão de saída pode ser descrita em função da capacitância de *feedback* como descrito na equação (19)

$$V_{out} = j\frac{I_i}{\omega C_f} \tag{19}$$

onde I_i é a corrente de entrada, podendo ser descrita no domínio da frequência em função da carga Q que passa pelo eletrodo como $I_i = -j\omega Q(j\omega)$. Substituindo-se I_i na equação (19) por tal igualdade, a tensão de saída pode ser reescrita, demonstrando como o circuito AC-Based pode ser considerado um conversor de carga para tensão.

$$V_{out}(j\omega) = \frac{Q(j\omega)}{C_f} \tag{20}$$

Quando a tensão de excitação (V_i) passa pela região de sensoriamento e a carga gerada vai para o eletrodo de detecção, a capacitância de interesse pode ser descrita como $C_x = -Q/V_i$. Dada a relação entre a carga (Q) e tensão de saída (V_{out}), definida na equação (20), o circuito pode ser considerado um transdutor de capacitância para tensão, onde a equação (21) mostra a relação diretamente proporcional entre tensão de saída e capacitância de interesse. Este conjunto de Amp-Op e elementos de *feedback* é conhecido como módulo de conversão capacitância-tensão (C/V).

$$V_{out}(j\omega) = -V_i\frac{C_x}{C_f} \tag{21}$$

Esta relação mostra que ao se realizar corretamente a leitura da tensão de saída V_{out}, dado que os valores de *Vi* e *Cf* são conhecidos, torna-se possível determinar o valor de capacitância *Cx* da região sob sensoriamento.

Além do módulo de conversão C/V, o circuito *AC-Based* utiliza outros elementos para o condicionamento do sinal. Dentre as arquiteturas presentes na literatura, destaca-se a utilização dos módulos de amplificação do sinal, demodulação de fase e filtragem do sinal (GAMIO, 1997) (GONZALEZ-NAKAZAWA; GAMIO, Jose; YANG, W., 2005) (SAIED; MERIBOUT, 2016). A amplificação do sinal costuma utilizar elementos que permitam variação do ganho por parte de um controlador, como o PGA

(Amplificador com Ganho Programável); muitos dos circuitos presentes nos estudos da área apresentam um módulo de filtragem como elemento final do circuito, geralmente caracterizado por um LPF (Filtro Passa-Baixa). Além destas características de condicionamento, a fonte do sinal de excitação amplamente utilizada é o DDS (Sintetizador Digital Direto), capaz de controlar digitalmente os parâmetros de amplitude, frequência e fase do sinal (YANG, 1995) (GAMIO; YANG, W.; STOTT, A., 2001).

A comparação na literatura das duas arquiteturas sob análise mostra que no circuito carga-descarga a comutação de chaves não é ideal para injeção de carga (JOHANA; YUNUS; CHAN, 2011). Em seu estudo, Yang, Stott e Beck (1994) fazem comparações diretas de desempenho das duas estratégias e demonstra que o circuito *AC-Based* possui melhor sensibilidade, linearidade e estabilidade. Dadas estas características, o presente estudo tem por foco o desenvolvimento de dispositivo baseado na arquitetura de circuito *AC-Based*.

Na bibliografia de ECT, a estrutura principal do circuito *AC-Based* é utilizada mesmo em estudos mais recentes (SHEN *et al.*, 2020), com modificações como as realizadas por Saied e Meribout (2016), Yang (2001) e Baoliang Wang *et al.* (2005) buscando melhorar o desempenho deste modelo de circuito ao diminuir o tempo de operação, melhorar a sensibilidade e permitir a leitura de capacitâncias cada vez menores. Estas adaptações apesar de melhorarem a performance do sistema aumentam a complexidade do circuito projetado para realizar o condicionamento do sinal. O presente estudo opta por utilizar apenas os elementos principais da estrutura AC-Based, não só reduzindo a complexidade e o custo do dispositivo, como também servindo de referência como circuito base para futuros aprimoramentos.

2.2 CICLO DE MEDIÇÃO

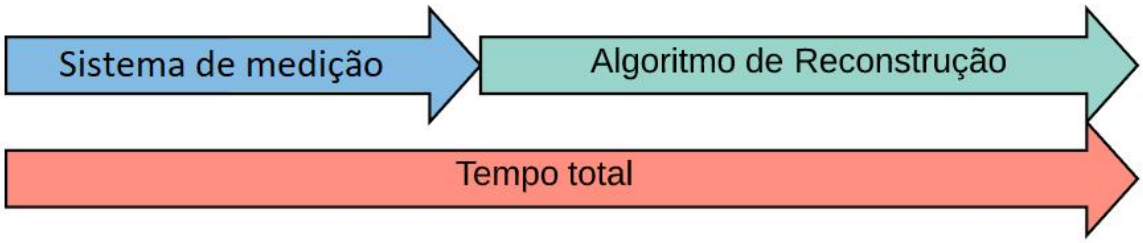
O tempo necessário para a realização de um ciclo de medição é um parâmetro importante da técnica de reconstrução de imagem por ECT, determinando a possibilidade de utilização da técnica em aplicações que envolvam dinâmicas com rápida variação.

A técnica tradicional *AC-Based* consiste em aplicar o sinal de excitação a um único eletrodo emissor e medir de maneira sequencial o sinal de resposta em cada um dos demais eletrodos. Este procedimento demanda mais tempo quanto maior for a quantidade de eletrodos, visto que os sinais de interesse são medidos um por vez. A implementação típica em conjunto com a demodulação sensível à fase (*Phase-Sensitive Demodulation*), pode alcançar o período de duração do ciclo de medição de aproximadamente $2ms$ (YANG, 2001); enquanto que uma solução com aquisição em paralelo e sinal de excitação de alta frequência possibilita um período de até $1ms$ (GONZALEZ-NAKAZAWA; GAMIO, Jose; YANG, W., 2005). Outras soluções mais recentes permitem a obtenção de períodos abaixo de 1ms, através de técnicas como a

sondagem de capacitância com múltipla excitação (GAO R. X., 2014) (SAIED; MERIBOUT, 2016) ou a combinação de aquisição paralela e demodulação digital (SUN *et al.*, 2017). Além dos dispositivos desenvolvidos em meio acadêmico, já existem soluções comerciais disponíveis, como o instrumento M3C da Industrial Tomography Systems (ITS) que possui uma taxa de aquisição de 50 *frames* por segundo (tempo total do processo de 20*ms*) (ITS, 2013).

Visto que o processo de reconstrução de imagem é constituído da interação elétrica com o meio e pela interpretação de tal interação, o tempo que o algoritmo leva para reconstrução da imagem também deve ser considerado para caracterização do tempo total de um ensaio. Em estudos com os métodos iterativos, o algoritmo de Variação Total leva cerca de 210*ms* para realizar uma iteração (HOSANI, Esra Al, 2016), enquanto o algoritmo de Landweber realiza uma iteração a cada 26*ms* (YANG, W. Q.; PENG, 2002). Já o algoritmo de Retro Projeção Linear (método direto) demanda um tempo de 60*ms* para reconstrução de imagem (YANG, W. Q.; PENG, 2002). Apesar de não utilizarem o mesmo tipo de *hardware*, estes estudos indicam que o processo de reconstrução de imagem utilizado em ECT podem apresentar um tempo de menos de um segundo para a realização desta tarefa. A noção do tempo de processo do algorítimo é interessante para que o projeto do dispositivo de medição seja elaborado de modo a realizar a aquisição de dados numa velocidade condizente com a do algoritmo de reconstrução. Assim como representado na Figura 8, o tempo do ciclo de medição realizado pelo dispositivo, em geral, é menor no tempo total do processo do que o tempo exigido pelo algoritmo de reconstrução.

Figura 8 – Relação entre o tempo do ciclo de medição e o tempo de reconstrução de imagem.



Fonte: O autor (2022).

2.3 ESTRATÉGIA DE CONVERSÃO DO SINAL CA

Para aplicações de ECT, o sinal de interesse medido é considerado puramente capacitivo, de modo que as características de fase do sinal podem ser consideradas de menor relevância. Para este tipo de sistema, a técnica de retificação é uma solu-

ção que se destaca por sua simplicidade (ZHOU *et al.*, 2012). Dentro do módulo de condicionamento do sinal, o desenvolvimento do dispositivo deste trabalho analisa tal estratégia de de conversão do sinal CA, observando se a retificação fornece um sinal de saída com as características necessárias para a reconstrução de imagem.

A técnica de retificação utilizada consiste na conversão do sinal CA para um sinal de CC (através do valor eficaz V_{rms}) que contenha as informações de interesse. A tensão V_{rms} é encontrada a partir da raiz quadrada da média da soma dos quadrados dos valores de pico do sinal. A equação (22) descreve a relação teórica entre a tensão eficaz e a tensão de entrada do retificador, com T sendo o período do sinal de entrada $V(t)$.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (V(t))^2 dt}. \tag{22}$$

Os modelos de CI responsáveis por realizar este tipo de retificação comumente utilizam a conversão tensão-corrente para calcular o valor eficaz V_{rms}. Visto que cada CI possui suas próprias características elétricas, na seção 3.2 são analisados diferentes circuitos retificadores, apresentando o equacionamento intrínseco ao processo de conversão CA-CC da opção que melhor atende aos requisitos de projeto dentre os CI apresentados.

Os conceitos analisados neste capítulo tiveram o objetivo de analisar algumas das características presentes num sistema ECT que permitam o desenvolvimento do projeto. Compreender o comportamento dos sinais presentes no sistema permite uma elaboração melhor dos circuitos que irão compor o dispositivo eletrônico.

3 METODOLOGIA

O estudo da fundamentação teórica e análise da bibliografia de ECT tem por intuito compreender as vantagens das estratégias mais utilizadas, buscando o desenvolvimento de um dispositivo que atenda aos objetivos da dissertação. As etapas preliminares buscam aprimorar e testar por simulação algumas das ideias mais promissoras encontradas na literatura, avaliando seu desempenho e a possível integralização entre os conceitos de ECT e as estratégias propostas para maior eficiência do sistema.

A definição de quais módulos utilizar e de como integrá-los é realizada através da avaliação do desempenho em outros trabalhos acadêmicos, bem como por simulação do desempenho de cada módulo via *software* e análise em bancada de testes. A seleção dos CI a serem utilizados também é realizada através da análise de seus parâmetros.

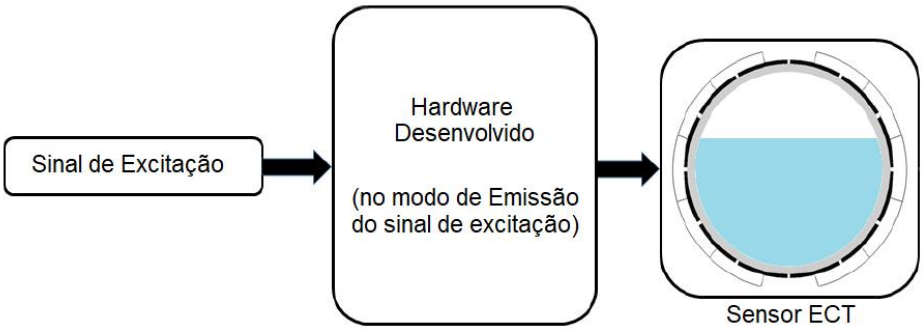
A definição de quais componentes utilizar em cada módulo consiste em, a partir do conhecimento de como o processo funciona e quais as características do sinal de interesse, analisar os parâmetros de maior relevância nas folhas de dados (*datasheets*) disponibilizadas pelos fabricantes e testar o funcionamento dos componentes promissores por simulação. Por exemplo, a solução para a retificação no sinal é feita a partir de um CI retificador AD637, que terá seu funcionamento detalhado ao longo do capítulo.

Uma das estratégias de análise com sensor para ECT consiste no envio do sinal de excitação para um dos eletrodos ativos, com outro eletrodo como o receptor do sinal enquanto os demais eletrodos permanecem aterrados. Este processo se repete, alternando as funções dos eletrodos ativos até que todos os pares emissor-receptor possíveis sejam testados. O processo de reconstrução de imagem é realizado a partir dos resultados (medições) de diferentes interações com a região de interesse.

O dispositivo desenvolvido nesta dissertação utiliza esta estratégia, buscando atender a ambas as necessidades de interação com o sensor que cerca a região de interesse: (i) fornecer uma conexão entre os eletrodos ativos do sensor e o sinal de excitação e (ii) fornecer uma conexão entre os eletrodos ativos do sensor e o elemento de aquisição de dados. Nas Figuras 9 e 10 pode-se observar como é realizada a interação dos elementos do sistema tanto no caso onde o dispositivo está no modo de emissão do sinal de excitação senoidal para o sensor ECT quanto no modo de recepção do sinal de interesse pós interação com a região de sensoriamento.

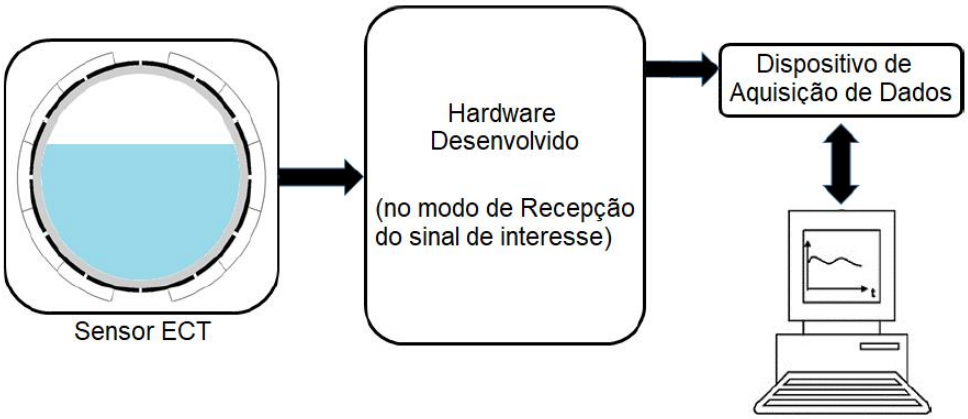
Para o caso no qual o dispositivo está no modo de emissão, o circuito desenvolvido é mais simples, visto que sua função é apenas a de fornecer por meio da comutação das chaves do circuito uma ligação entre o elemento que gera o sinal senoidal e o sensor. No caso no qual o dispositivo está no modo de recepção, o circuito além de fornecer uma conexão por meio da comutação das chaves também possui

Figura 9 – Sequência de funcionamento do sistema ECT com o dispositivo de aquisição no modo de emissão.



Fonte: O autor (2022).

Figura 10 – Sequência de funcionamento do sistema ECT com o dispositivo de aquisição no modo de recepção.



Fonte: O autor (2022).

elementos de condicionamento do sinal de interesse, de modo a adequá-lo ao valor esperado pelo algoritmo de reconstrução de imagem.

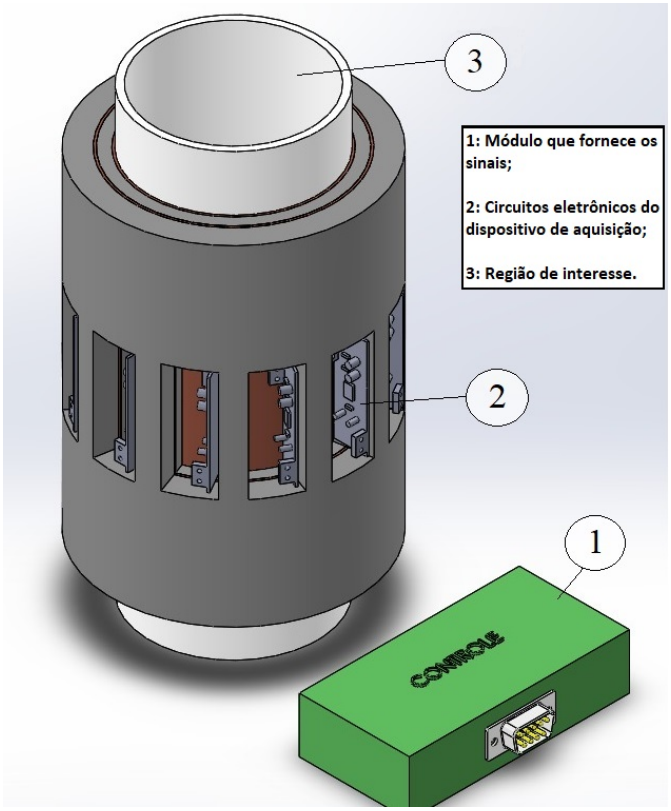
Além da maneira sequencial de aquisições dos dados, onde os pares de eletrodos ativos interagem um após o outro, existe a possibilidade das aquisições serem realizadas em paralelo. Na aquisição em paralelo, um eletrodo assume a função de emissor do sinal de excitação, enquanto todos os demais eletrodos atuarão como receptores do sinal de interesse ao mesmo tempo, reduzindo o tempo total dos ensaios. Para que o método de medição em paralelo funcione é necessário que os circuitos responsáveis pelo condicionamento do sinal estejam atrelados ao eletrodo, com um número de placas eletrônicas de aquisição igual ao número dele eletrodos ativos. A partir desta ideia da utilização de eletrodos ativos, pode-se optar pela estratégia que

melhor atender aos ensaios de ECT.

Este trabalho visa desenvolver placas de circuito eletrônico com os módulos de chaveamento e de condicionamento do sinal para cada eletrodo ativo do sensor ECT, auxiliando na exatidão das medições ao reduzir o caminho entre o eletrodo e o circuito responsável pelo tratamento do sinal, além de reduzir a complexidade da comutação dos módulos de chaveamento que só precisam alterar a função de seu eletrodo ativo entre emissor, receptor ou aterrado. A ideia de um circuito eletrônico mais simples, com poucos módulos a serem implementados, corrobora com tal proposta ao não comprometer as dimensões geométricas da placa eletrônica.

Na Figura 11 é apresentado o esboço da distribuição ideal dos módulos para análise de escoamento multifásico, indicando quais funções estão atreladas às placas de circuito eletrônico próximas aos eletrodos ativos. Nesta figura, o elemento 1 representa o módulo que fornece os sinais de comando e de excitação, 2 representa as placas eletrônicas compostas dos módulos de chaveamento e condicionamento do sinal e 3 representa a região de interesse, normalmente um duto de seção circular.

Figura 11 – Esboço dos módulos do sistema, com circuitos eletrônicos de aquisição de dados atrelados a cada eletrodo ativo.



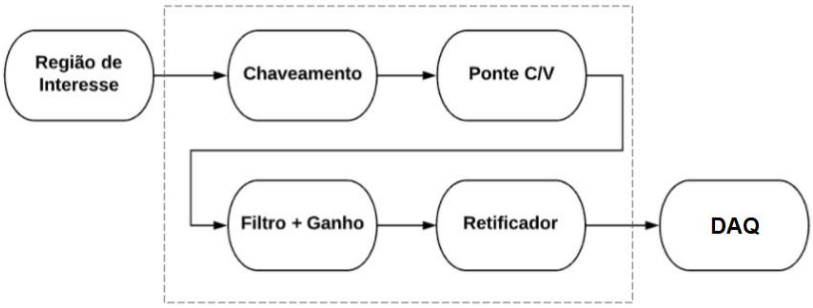
Fonte: O autor (2022).

Como indicado na Figura 11, com o condicionamento de sinal realizado nos circuitos próximos de cada eletrodo, o sistema ainda necessita de um módulo central,

responsável pelo comando, envio e recepção dos sinais. Esta estratégia permite que o módulo de condicionamento de o sinal realize seu tratamento antes do sinal ser enviado para o módulo de comando, evitando que o sinal pré-tratamento seja exposto aos ruídos intrínsecos ao transporte de informação. Ao se conectar os eletrodos com as placas eletrônicas da maneira mais próxima possível, busca-se diminuir a influência dos ruídos e de interferências externas sob o sinal de interesse, como as capacitâncias parasitas. Este tipo de eletrodos, com o circuito de condicionamento do sinal conectado exclusivamente ao eletrodo o mais próximo possível, é denominado neste trabalho de "eletrodo ativo".

Como descrito na seção 2.6, o desenvolvimento de dispositivo para ECT desta dissertação implementa e busca analisar a estratégia de demodulação através da retificação do sinal de interesse, cuja intenção é fornecer um sinal de saída adequado para ser utilizado pelo algoritmo de reconstrução de imagem. Além dos elementos essenciais para caracterização da técnica como sendo uma análise de ECT *AC-Based*, a estratégia utilizada implementa um módulo a mais para filtragem e amplificação do sinal de interesse. O diagrama da Figura 12 mostra os quatro elementos utilizados no circuito eletrônico desenvolvido para o modo de recepção e condicionamento do sinal de interesse, responsáveis por fazer a conexão entre o sensor e o DAQ.

Figura 12 – Módulos do circuito eletrônico para condicionamento do sinal de interesse.



Fonte: O autor (2022).

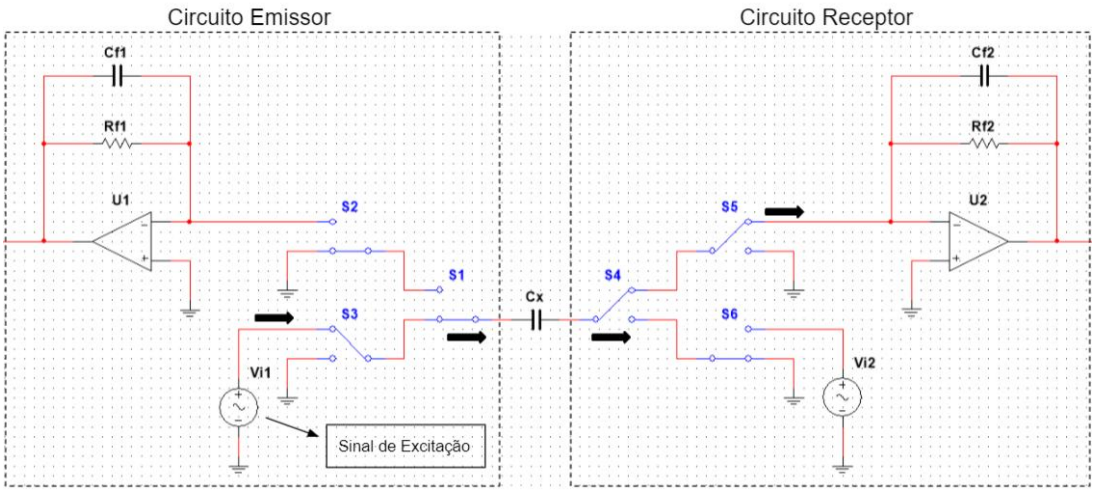
A seção 3.1 detalha os módulos apresentados na estratégia de circuito eletrônico proposta neste trabalho.

3.1 MÓDULOS DO CIRCUITO ELETRÔNICO

Um elemento presente nas diversas soluções de ECT é o módulo de chaveamento cuja comutação é responsável por direcionar o sinal através do sistema e definir a função dos eletrodos ativos. Ao longo de cada medição, a configuração das chaves determina se o circuito será emissor, receptor ou permanecerá aterrado. A Figura 13

auxilia na compreensão da maneira como as chaves interagem com o restante do sistema.

Figura 13 – Interação entre os circuitos emissor e receptor através das chaves.



Fonte: O autor (2022).

A configuração das chaves em umas das placas da Figura 13 é feita de maneira a conduzir o sinal de excitação para a região de sensoriamento através do eletrodo emissor. Após interação com a região de sensoriamento, o sinal de interesse (através do eletrodo receptor) segue para outra placa que possui a configuração das chaves feita de modo a direcionar o sinal para o circuito de condicionamento do sinal. Na ilustração é retratado o modelo ideal da chave, bem como uma representação para simulação do sinal de excitação, com o posicionamento das chaves apresentado indicando como deve ocorrer a comutação para que o sinal vá da placa emissora para a placa receptora. A ideia do módulo de chaveamento se assemelha àquela desenvolvida por Mota, Pagano e Enricone Stasiak (2018), onde o circuito de chaveamento conecta os eletrodos ativos do sensor tanto à fonte de excitação quanto ao circuito de condicionamento do sinal.

A estratégia adotada para disposição das chaves é conhecida como Configuração em T (*T-switch*), onde três chaves SPDT (*Single Pole Double Throw*) são utilizadas tornando possível que um eletrodo ativo seja aterrado, além das opções de emissão e recepção. Tal estratégia permite que se aumente a faixa de medição de capacitância englobando valores menores, além de propiciar maior tolerância a capacitâncias parasitas (YUSUF *et al.*, 2016) (STYRA; BABOUT, 2010) (ZHOU *et al.*, 2013).

Os principais parâmetros observados para a escolha das chaves são: (i) a frequência de operação, que deve abranger o sinal de excitação utilizado (de 1 MHz); (ii) a tensão permitida nos terminais de chaveamento; (iii) a quantidade de canais de chaveamento disponíveis no CI; e (iv) os valores de resistência e capacitância

que os terminais da chave agregam ao sistema quando acionados. Na Tabela 1 são apresentados os modelos de chave avaliados em relação a estes parâmetros de maior relevância: número de canais (A); tensão máxima nos canais (B); frequência típica (C); resistência dos terminais no estado ativo (R_{ON}) (D); capacitância dos terminais no estado ativo (C_{ON}) (E).

Tabela 1 – Modelos de chaves avaliados

Modelo	**A**	**B**	**C**	**D**	**E**
DG470	1	15,0 V	1 MHz	3,6 Ω	125 pF
TMUX136	2	3,6 V	6 GHz	5,7 Ω	1,6 pF
TS5A9411	1	5,5 V	100 MHz	5,3 Ω	8,5 pF
ADG431	4	15,0 V	1 MHz	17 Ω	35 pF
ADG436	2	15,0 V	1 MHz	20 Ω	46 pF

Fonte: O autor (2022).

O modelo DG470 possui o valor de C_{ON} mais elevado dentre os modelos analisados, enquanto que os modelos TMUX136 e TS5A9411 operam com valores de tensão menores, o que acaba restringindo a faixa de tensão de operação. Dentre as opções em análise, o componente ADG436 (ANALOG DEVICES, 2005) atende a todos os requisitos ao possuir uma faixa de tensão de operação ampla (15 V) e seus valores de C_{ON} e R_{ON} não são tão elevados, além do laboratório do presente estudo já possuir alguns exemplares destes CI. Para realizar o chaveamento com T-switch em seu trabalho, Yusuf *et al.* (2016) utiliza CIs que possuem apenas uma chave em seu encapsulamento para evitar diafonia capacitiva[1] (*capacitive crosstalk*) de modo que, apesar do ADG436 possuir duas chaves em sua estrutura, será utilizado apenas uma chave por CI para se obter um desempenho melhor da configuração em T.

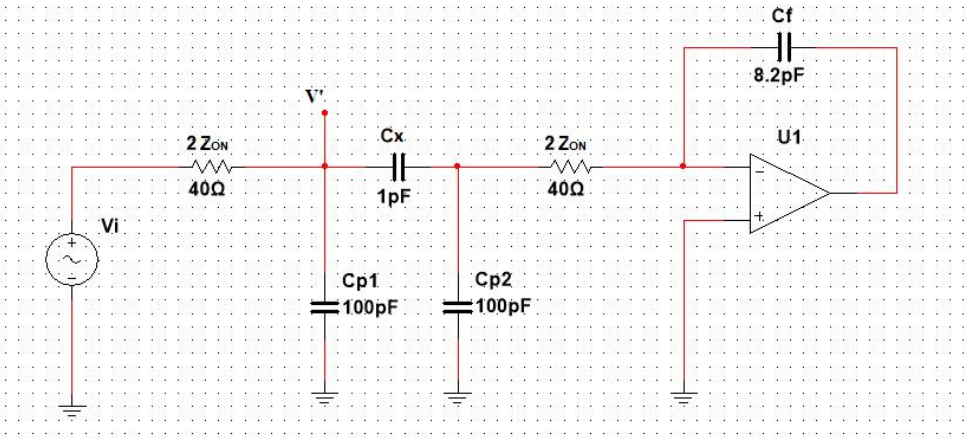
Com o CI de chaveamento definido, pode-se calcular a influência da impedância de seus terminais sobre o comportamento do sistema. Tal qual realizado por Gamio (1997) em seu trabalho, assume-se um comportamento ideal do Amp-Op para análise da influência das chaves. As considerações realizadas anteriormente podem ser analisadas através do circuito da Figura 14.

Visto que o módulo do valor da impedância entre R_{ON} e C_{ON} é de 19,94 Ω, assume-se 20 Ω para a realização dos cálculos. Como a configuração em T utiliza dois CIs para executar tanto a função de emissão quanto de recepção do sinal, são somadas as resistências das duas chaves resultando em um valor de 40 Ω.

Para calcular a tensão V' que chega até a região de interesse através do eletrodo emissor, são considerados apenas os elementos a esquerda de C_x apresentados na Figura 14, que representam uma configuração de filtro passa-baixa de primeira ordem. Com os valores de R_{ON} e C_{p1} previamente definidos, tem-se uma frequência de

[1] Diafonia é a interferência indesejada que um canal de transmissão causa em outro.

Figura 14 – Circuito simplificado para análise da influência das chaves no circuito.



Fonte: O autor (2022).

corte f_c de 39,8 MHz, que é um valor com considerável margem acima da frequência de operação de 1 MHz. Destaca-se que, ante o valor da capacitância parasita, a resistência das chaves exerce pouca influência sobre a frequência de corte. Os valores da magnitude e da fase do sinal V' podem ser calculados através das seguintes equações

$$\left|V'\right| = \frac{V_i}{\sqrt{1 + (2\omega R_{ON} C_{p1})}} \tag{23}$$

$$\varphi_{V'} = -tg^{-1}(2\omega R_{ON} C_{p1}) \tag{24}$$

Visto que $C_x << C_p$, a corrente que entra no Amp-Op (I_i) é dada por

$$I_i(j\omega) = \frac{j\omega V' C_x}{1 + j\omega R_{ON} C_{p1}} \tag{25}$$

A tensão de saída V_{out} é dada por $V_{out} = -Z_f \cdot I_i$, onde Z_f é a impedância de *feedback* relacionada apenas a C_f no caso ideal. Com a equação (25) e sua relação com V_{out} definida, pode-se reescrever a equação da tensão de saída do Amp-Op como

$$V_{out} = -\frac{I_i}{j\omega C_f} = V' \cdot \frac{-C_x/C_f}{1 + j\omega R_{ON} C_{p1}}, \tag{26}$$

de modo que amplitude e fase de V_{out} são caracterizadas como sendo

$$\left|V_{out}(j\omega)\right| = \frac{\left|V'(j\omega)\right| C_x/C_f}{\sqrt{1 + (\omega R_{ON} C_{p1})^2}} \tag{27}$$

$$\varphi_{out}(\omega) = \pi + \varphi_{V'}(\omega) - tg^{-1}(\omega R_{ON} C_{p1}). \tag{28}$$

Com as equações de magnitude e fase definidas de V'(eq. (23) e (24)), pode-se então substituir seus valores nas equações (27) e (28) para ter a relação entre a tensão de saída do sistema V_{out} e a resistência das chaves.

$$\left|V_{out}\right| = \frac{(V_i C_x)/C_f}{\sqrt{1+(2\omega R_{ON} C_{p1})^2}\sqrt{1+(\omega R_{ON} C_{p1})^2}} \tag{29}$$

$$\varphi_{out}(\omega) = \pi - tg^{-1}(2\omega R_{ON} C_{p1}) - tg^{-1}(\omega R_{ON} C_{p1}). \tag{30}$$

Estas equações indicam que, mesmo em uma análise com um Amp-Op ideal, o efeito da capacitância parasita C_{p1} não pode ser negligenciado. Graças à impedância presente nas chaves, parte da tensão de excitação será direcionada para a capacitância parasita disposta entre as chaves e o eletrodo emissor, sendo mais uma restrição de projeto que deve ser levada em consideração ao realizar o dimensionamento do circuito para que a faixa de operação tenha margem suficiente. Com o conhecimento dos parâmetros do módulo de chaveamento e o uso de um sinal de excitação constante, é possível definir os limites da influência das chaves e dispensar a necessidade de um módulo extra para correção desta característica.

O principal elemento do circuito receptor é o módulo de conversão C/V, já previamente descrita como o elemento que fornece um sinal de tensão proporcional à capacitância de interesse, a partir da carga gerada na região de interesse pelo sinal de excitação.

Visto que um Amp-Op real não possui características ideais, o ganho torna-se dependente da frequência de operação e deve ser calculado para garantir que o sinal de interesse não seja comprometido por este tipo de limitação. Em um circuito de realimentação com Amp-Op real, o ganho de malha fechada A_{cr} pode ser descrito como

$$A_{cr}(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{A_{ci}(j\omega)}{1+\frac{1}{A_{or}(j\omega)\beta(j\omega)}} \tag{31}$$

onde A_{ci} é o ganho de malha fechada em um Amp-Op ideal, A_{or} o ganho real em malha aberta, β é o fator de realimentação (fração da saída que retorna à entrada). Para encontrar a relação entre os elementos de realimentação na equação que define A_{ci} ignora-se a influência da capacitância parasita C_{p2}

$$A_{ci}(j\omega) = -\frac{j\omega R_f C_x}{1+j\omega R_f C_x} \tag{32}$$

A equação de ganho de malha aberta real é dada por

$$A_{or}(j\omega) = \frac{A_o}{1+\frac{j\omega}{\omega_c}} \tag{33}$$

onde A_o é o ganho de malha aberta e ω_c é a frequência de corte com ganho de -3 dB. Outro parâmetro a influenciar no cálculo do ganho A_{cr} é a largura de banda de ganho unitário (ω_u) que, sendo igual a $A_o \cdot \omega_c$, permite obter uma relação direta com A_{or} quando a frequência de operação for grande o suficiente ($\omega >> \omega_c$):

$$A_{or}(j\omega) = \frac{\omega_u}{j\omega} \tag{34}$$

O fator de realimentação β pode ser calculado assumindo-se uma tensão de entrada nula e impedância de entrada no Amp-Op infinita, de modo que a fração da tensão de saída que retorna para a entrada pode ser calculada pelo divisor de tensão formado entre os elementos de realimentação e a capacitância de interesse C_x em paralelo com a capacitância parasita C_{p2}.

$$\beta(j\omega) = \frac{\frac{1}{(C_x+C_{p2})}}{\frac{R_f}{1+j\omega R_f C_f} + \frac{1}{j\omega(C_x+C_{p2})}} = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 + j\omega R_f (C_x + C_f + C_{p2})} \tag{35}$$

Reformulando a equação (31) com base nas equações (32), (34) e (35), temos a relação entre o ganho de malha fechada num Amp-Op não-ideal com a capacitância de interesse:

$$A_{cr}(j\omega) = -\frac{C_x}{C_f} \frac{j\omega R_f C_f}{(j\omega)^2 \frac{R_f(C_x+C_f+C_{p2})}{\omega_u} + (j\omega)(R_f C_f + \frac{1}{\omega_u}) + 1} \tag{36}$$

Destaca-se a estrutura de segunda ordem no denominador da equação (36), a qual pode ser reorganizada para evidenciar suas raízes:

$$A_{cr}(j\omega) = -\frac{C_x}{C_f} \frac{j\omega R_f C_f}{(1 + \frac{j\omega}{\sigma_1})(1 + \frac{j\omega}{\sigma_2})} \tag{37}$$

onde σ_1 e σ_2 são os polos que delimitam a frequência de operação. Com o denominador na equação (36) igualado a zero, pode-se definir os valores dos polos em função de R_f, C_x, C_f e C_{p2}:

$$\sigma_1 = [(R_f C_f + \frac{1}{\omega_u}) - [(R_f C_f + \frac{1}{\omega_u})^2 - 4\frac{R_f(C_x + C_f + C_{p2})}{\omega_u}]^{1/2}] \cdot [2\frac{R_f(C_x + C_f + C_{p2}}{\omega_u}]^{-1} \tag{38}$$

$$\sigma_2 = [(R_f C_f + \frac{1}{\omega_u}) + [(R_f C_f + \frac{1}{\omega_u})^2 - 4\frac{R_f(C_x + C_f + C_{p2})}{\omega_u}]^{1/2}] \cdot [2\frac{R_f(C_x + C_f + C_{p2}}{\omega_u}]^{-1} \tag{39}$$

É possível simplificar as equações (38) e (39) caso $\omega_2 >> \omega_1$ e $\omega_u >> (1/R_f C_f)$:

$$\sigma_1 = \frac{1}{R_f C_f} \tag{40}$$

$$\sigma_2 = \frac{\omega_u C_f}{C_x + C_f + C_{p2}} \tag{41}$$

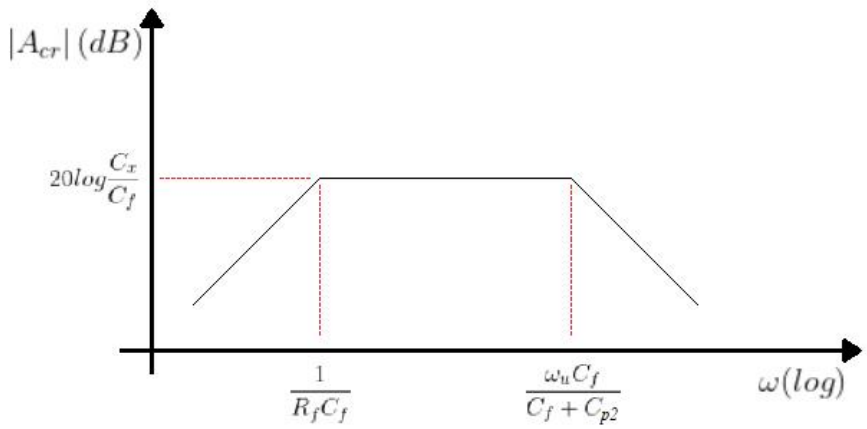
Visto que a capacitância de interesse normalmente tem valor menor que 1 pF e a capacitância parasita assume um valor em torno de 100 pF, pode-se simplificar ainda mais a equação (41), para $C_x << C_f + C_{p2}$:

$$\sigma_2 = \frac{\omega_u C_f}{C_f + C_{p2}} \tag{42}$$

Pode-se observar que os parâmetros que limitam a faixa de operação são independentes da capacitância de interesse C_x, com a capacitância de C_f sendo o parâmetro que influencia em ambos os valores dos polos. O circuito será estável para frequências entre σ_1 e σ_2, sendo interessante que o Amp-Op escolhido tenha um alto valor de ω_u para garantir que a frequência limite do segundo polo seja a mais alta possível.

O circuito de realimentação utiliza valores fixos de realimentação para R_f e C_f, podendo-se assumir um valor fixo de capacitância parasita para realização dos cálculos, desde que se tenha em mente que este valor afeta o limite superior de frequência e portanto deve-se evitar uma frequência de operação muito próxima a σ_2 (GAMIO; YANG, W.; STOTT, A., 2001). O diagrama de Bode (magnitude) da Figura 15 apresenta o comportamento idealizado do ganho entre os limites de frequência σ_1 e σ_2.

Figura 15 – Parâmetros que limitam a frequência de operação do Amp-Op do módulo de conversão C/V, considerando as aproximações realizadas.



Fonte: Gamio (1997).

Conforme apresentado na equação (37) e na Figura 15, o ganho é inversamente proporcional à capacitância de realimentação. É interessante que C_f tenha o menor

valor possível, mas ao mesmo tempo ter um valor significativo em relação às capacitâncias parasitas provenientes da confecção do circuito, para mitigar tais efeitos negativos. Em conjunto com C_f, o valor de R_f está atrelado ao limite inferior de frequência de operação, como demonstrado na equação (40). Aumentar o valor de R_f assegura um limite inferior mais distante da frequência de operação, devendo-se levar em consideração que aumentar o valor deste resistor aumenta o *offset* CC na saída do Amp-Op.

Demonstrado nas equações de ganho a dependência da frequência por parte do Amp-Op real e a importância da frequência da largura de banda de ganho unitário (ω_u) para uma boa faixa de operação, Gamio (1997) ressalta a importância de características que atenuem o ruído, como a tensão de ruído de entrada (*input voltage noise*) no Amp-Op do módulo de conversão C/V. Também é levada em consideração a velocidade de varredura (*slew rate*[2]) para garantir que não haja distorções na forma de onda do sinal de interesse. Pode-se observar na Tabela 2 os valores destes parâmetros de interesse nos modelos de Amp-Op avaliados.

Tabela 2 – Modelos de Amp-Op avaliados

Modelo	ω_u	**Slew Rate**	**Tensão de Ruído de Entrada**
ADA4898	14 MHz	55 V/μs	50 nV/$\sqrt{Hz}$
LT1190	50 MHz	450 V/μs	50 nV/$\sqrt{Hz}$
AD817	50 MHz	350 V/μs	15 nV/$\sqrt{Hz}$
AD8067	54 MHz	640 V/μs	6,6 nV/$\sqrt{Hz}$

Fonte: O autor (2022).

Tendo em vista que a frequência de operação a ser utilizada será de 1MHz e que a relação $\left|j\omega C_f R_f\right| \gg 1$ deve ser respeitada, é possível definir valores para o resistor e para o capacitor de realimentação. Valendo-se da noção de parâmetros adotados na literatura por trabalhos semelhantes, define-se os valores de realimentação como sendo R_f = 220kΩ, C_f = 10pF.

Com os parâmetros de realimentação estabelecidos e definindo o valor da capacitância parasita média como sendo C_{p2} = 100pF, avalia-se os limites de frequência para auxiliar na escolha do CI a ser utilizado no módulo de conversão C/V. A Tabela 3 traz os limites da faixa de operação.

Dentre os componentes analisados, o CI AD817 (ANALOG DEVICES, 1995) além de apresentar parâmetros e faixa de operação satisfatória para um sinal de operação de 1MHz, não possui um custo econômico tão elevado (em torno de 30 reais) e possui modelos DIP (pacote duplo em linha) e SMD (dispositivo de montagem superficial), o que permite tanto a implementação de uma etapa de avaliação em bancada (modelo DIP) quanto a confecção de um circuito final com dimensionamento reduzido

[2] Slew Rate define-se como a velocidade de resposta do Amp-Op a uma variação de tensão na entrada.

Tabela 3 – Limites da frequência de operação dos modelos de Amp-Op avaliados

Modelo	ω_1	ω_2
ADA4898	454 kHz	1,3 MHz
LT1190	454 kHz	4,5 MHz
AD817	454 kHz	4,5 MHz
AD8067	454 kHz	4,9 MHz

Fonte: O autor (2022).

(modelo SMD). O modelo AD8067 apesar de apresentar os melhores parâmetros, possui apenas modelo SMD, limitando os testes em bancada, além de ter um custo mais elevado que o modelo AD817 (em torno de 40 reais). Visto que os parâmetros dos dois CI não são tão diferentes, as vantagens de modelo e preço do CI AD817 justificam seu uso.

Além da verificação das margens de operação, a análise do tempo de resposta do sistema é pertinente para a escolha dos valores dos componentes de realimentação. Em seu trabalho, Xu *et al.* (2015) analisa o tempo de resposta do sistema a partir da função de transferência do módulo de conversão C/V, estabelecendo uma equação que correlaciona os parâmetros realimentação com o tempo de resposta:

$$V_{out}(t) = -\frac{C_x}{C_f} \cdot e^{\left(-\frac{t_{cv}}{R_f C_f}\right)} \tag{43}$$

O tempo de resposta (t_{cv}) do sistema define-se como o tempo entre a aplicação de um degrau unitário de tensão ao sistema e o tempo em que o erro de estado estacionário atinge um determinado valor. Para o módulo de conversão C/V, tal margem de erro é definida como 0,1%, ou seja, representa o tempo que leva até o sinal alcançar 99,9% do valor de regime permanente. Para que este requisito seja atendido, os valores dos componentes de realimentação devem respeitar a relação com o tempo de resposta t_{cv} apresentada a seguir:

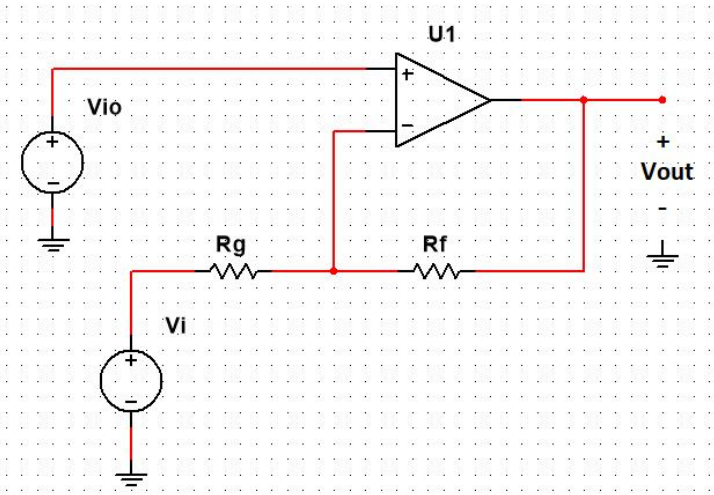
$$t_{cv} = 6{,}9 R_f C_f \tag{44}$$

Com os valores de R_f = 1MΩ e C_f = 8,2pF, a equação (44) fornece um tempo de resposta de 12,2μs. Como visto na seção 2.5, um ciclo de medição com duração de 1ms apresenta resultados satisfatórios para a aplicação de ECT, de modo que t_{cv} = 12,2μs satisfaz as especificações de projeto do sistema.

Uma das características deste tipo de arquitetura está no fato do sinal de saída do módulo de conversão C/V possuir um *offset* CC, que é causado pela corrente de polarização de entrada (*input bias current*) e é proporcional ao resistor de realimentação utilizado. Por exemplo, o dispositivo desenvolvido por Gamio (1997) em sua tese é descrito como tendo um *offset* CC de 2V na saída do módulo de conversão C/V.

A Figura 16 auxilia no entendimento do impacto da tensão de *offset* de entrada no circuito.

Figura 16 – Amp-Op Inversor com Tensão de *offset* de entrada incluso.



Fonte: O autor (2022).

Nesta imagem, V_i representa o sinal de entrada, V_{io} o sinal de tensão de *offset* de entrada, R_g o resistor que estabelece o ganho em conjunto com o resistor de realimentação R_f. A partir do método da superposição, encontra-se a relação entre o sinal de saída V_{out} e V_{io}. Destaca-se o fato do aumento do impacto de V_{io} na saída ser diretamente proporcional ao valor de R_f, como mostrado na seguinte equação

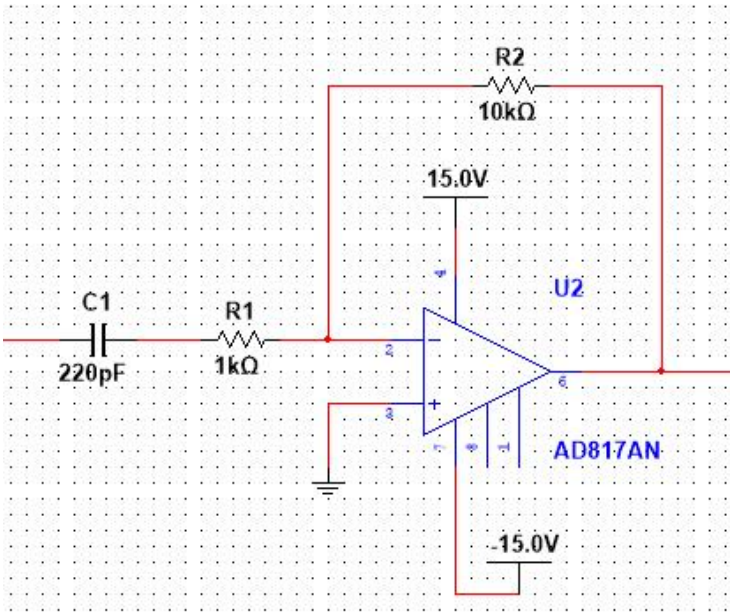
$$V_{out} = -V_i \frac{R_f}{R_g} + V_{io}(1 + \frac{R_f}{R_g}). \tag{45}$$

A tensão de *offset* de entrada é multiplicada pelo ganho do Amp-Op e, especialmente em circuitos com ganho elevado, o impacto deste *offset* pode ser significante. Dentre as diversas estratégias para lidar com o *offset* na tensão de saída do módulo de conversão C/V, em seu estudo de desenvolvimento de um dispositivo para ECT, Yang (1995) utiliza um módulo extra para lidar com tal *offset*, composto de um amplificador diferencial. A utilização de um amplificador diferencial com ganho unitário permite que um sinal de tensão no terminal não inversor corrija o *offset* CC. Para o circuito proposto nesta dissertação, a questão do *offset* CC já é convenientemente resolvida pelo módulo que contém um filtro ativo de alta frequência, visto que o capacitor do filtro já atua na correção de *offset*, não sendo necessário a utilização de um módulo extra para compensar o sinal de *offset*.

Ao lidar com valores de capacitância muito baixos (na ordem dos femto f arad), o sinal que é fornecido pelo módulo de conversão C/V apresenta uma amplitude muito baixa (num valor de poucos milivolts). Tal sinal não é adequado para que o módulo

Retificador consiga realizar uma conversão precisa do sinal senoidal em um valor CC proporcional. Esta limitação impõe a necessidade de uma amplificação do sinal de interesse, bem como a filtragem de ruídos atrelados ao sinal e que podem ser amplificados. Os elementos do circuito que realizam filtragem e ganho podem ser analisados como um único módulo, visto que em um filtro ativo ambas as funções estão atreladas ao mesmo Amp-Op. Pode-se observar na Figura 17 como os componentes deste módulo estão conectados. Optou-se pela utilização do mesmo Amp-Op do módulo de conversão C/V, o CI AD817, já previamente analisado e com características suficientes para realizar os condicionamentos necessários ao sinal de interesse.

Figura 17 – Módulo contendo filtro ativo passa alta com ganho de 10 vezes.



Fonte: O autor (2022).

Como indicado na Figura 17, são utilizados resistores no valor de 1kΩ e 10kΩ, além de um capacitor com valor de 220pF, onde a relação destes componentes fornece um aumento de 10 vezes na amplitude do sinal e uma frequência de corte de 723,4 kHz. Visto que o objetivo principal deste filtro é eliminar sinais de frequências baixas, testes preliminares em bancada mostraram que a aplicação deste módulo com tais parâmetros já é suficiente em fornecer um sinal proporcional à variação da capacitância de interesse, dispensando um aumento na complexidade do circuito.

Como visto na seção 2.6, a função do retificador é converter o sinal CA do sistema para um valor CC proporcional. Definidos os valores de tensão e frequência utilizados para excitar a região de sensoriamento, são analisados modelos de retificador que atendam aos requisitos desejados. Na Tabela 4 são indicados alguns dos parâmetros de maior relevância, como a frequência máxima de operação com determi-

nado erro (3dB), a faixa de tensão senoidal com que o retificador opera (tensão eficaz) e o valor de *offset* agregado à saída CC.

Tabela 4 – Parâmetros dos modelos de Retificador avaliados

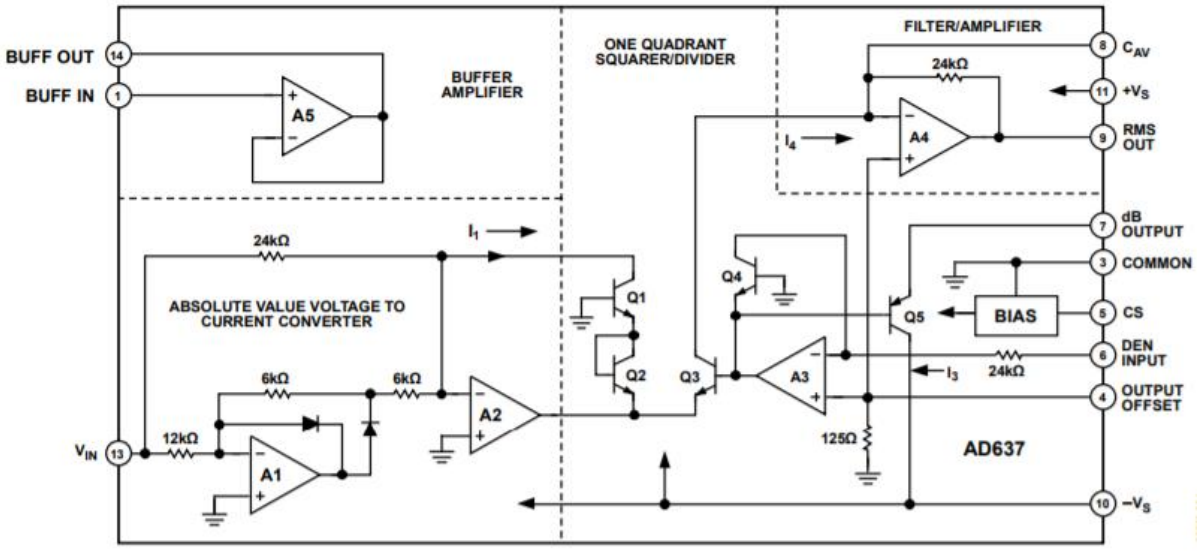
Modelo	**Freq. (3dB)**	**Faixa de Operação (Vrms)**	**Tensão de *Offset* (mV)**
AD637	70 MHz	0 a 7	1
AD8436	2,1 MHz	100μ a 3	0,2
LTC1968	15 MHz	0 a 1,7	0,2
MX536	2,3 MHz	0 a 7	1

Fonte: O autor (2022).

Dentre as opções sob análise, o CI AD637 (ANALOG DEVICES, 2015) apresenta parâmetros satisfatórios, tendo uma faixa de frequência com boa margem acima do valor de operação (1MHz), uma faixa de tensão que permite uma ampla gama de valores de capacitância, além de apresentar um valor de saída com *offset* aceitável. O AD637 apresenta um valor de *Slew Rate* de 175V/μs, menor que do Amp-Op AD817, sendo o CI com menor velocidade de varredura do circuito. Vale ainda destacar que o AD637 possui um valor de alimentação do CI de 15V, o mesmo do Amp-Op AD817, de modo a se ter o menor número possível de sinais de alimentação.

Um esquemático simplificado do funcionamento interno do AD637 pode ser observado na Figura 18, no qual as funções são dividas em 4 módulos: conversão tensão-corrente (*absolute value voltage to current converter*); modulação (*one quadrant squarer/divider*); filtragem (*filter/amplifier*); amplificação (*buffer amplifier*).

Figura 18 – Esquemático simplificado do AD637.



Fonte: Analog Devices (2015).

A tensão de entrada V_{IN} passa pelo módulo de conversão tensão-corrente onde é obtida uma corrente unipolar (I_1), que vai para o módulo de modulação. A função de transferência do bloco de modulação é descrita como

$$I_4 = \frac{I_1^2}{I_3} \tag{46}$$

A corrente de saída do subsistema de modulação (I_4) é uma entrada do módulo de filtragem, onde a utilização de um capacitor externo C_{AV} (entre os terminais 8 e 9) permite conformar um filtro passa-baixa. Caso a constante de tempo RC do filtro seja muito maior que o período do sinal de entrada, a saída do Amp-Op presente no módulo de filtragem (A4) fornecerá uma saída proporcional ao valor médio de I_4. O amplificador A4 também está conectado ao subsistema de modulação através do Amp-Op A3, que é o amplificador responsável pela corrente I_3 apresentada na Equação (46) e que dada a configuração estabelecida no esquemático, fornece um valor igual à média da corrente de I_4. Com o valor médio de I_4 retornando ao bloco de modulação como I_3 temos as seguintes equações que correlacionam a corrente de saída com o valor eficaz da tensão de entrada, com M representando o número total de medições:

$$I_4 = \frac{\sum \frac{I_1^2}{I_4}}{M} = I_1 \quad [rms] \tag{47}$$

$$V_{out} = V_{IN} \quad [rms] \tag{48}$$

Seguindo as informações disponíveis pelo fabricante no *datasheet*, utiliza-se um capacitor externo C_{AV} com um valor de 1μF. A saída do retificador culmina na saída final do circuito (V_{out}), onde um sinal CC proporcional à capacitância da região de interesse é fornecido ao sistema que irá interpretar o sinal e implementar a reconstrução de imagem.

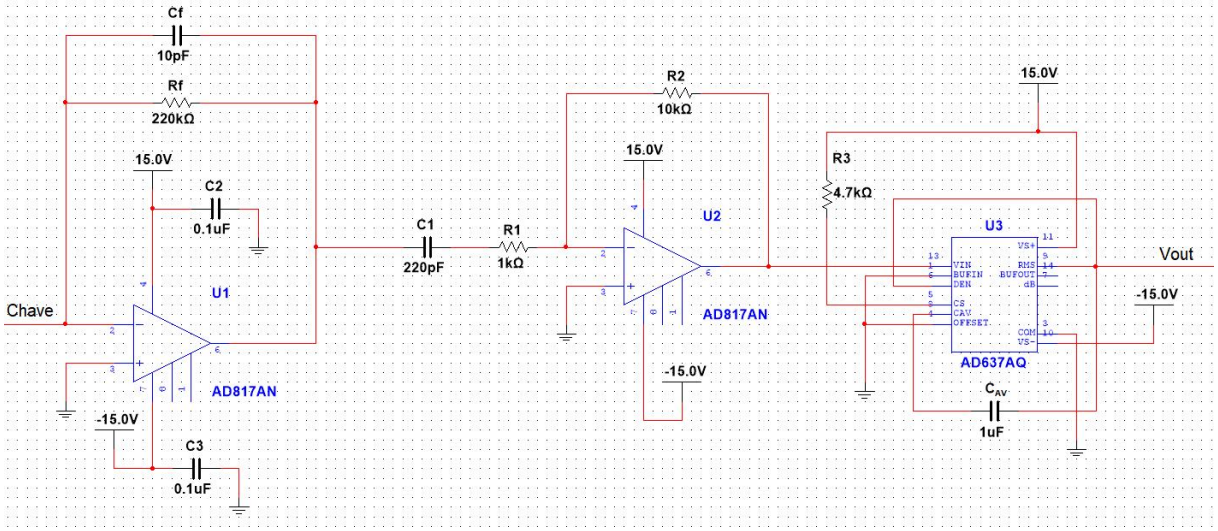
Na Figura 19 são apresentados todos os componentes propostos para um circuito capaz de realizar o condicionamento do sinal de interesse de um sistema ECT.

3.2 CONFECÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Além dos elementos citados neste capítulo, o desenvolvimento de uma placa de circuito impresso demanda alguns componentes periféricos a mais, dentre os quais destacam-se os conectores que realizam a interação do circuito com os outros elementos presentes em um sistema ECT. Pode-se observar na Figura 41 (Apêndice A) os detalhes de todas as conexões realizadas no circuito implementado.

Dada a natureza do sistema ECT, com eletrodos tendo que cumprir as funções de emissão e recepção do sinal, faz-se necessária a utilização de diferentes conectores

Figura 19 – 3 módulos do circuito de condicionamento do sinal para ECT.

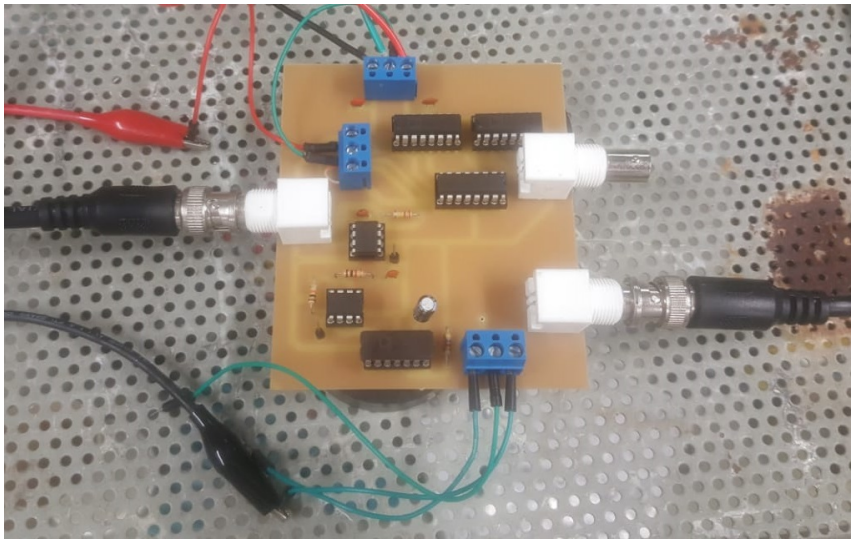


Fonte: O autor (2022).

para cada momento em que a placa executa determinada função, além de conectores que recebam os sinais de comando das chaves.

Pode-se observar na Figura 42 (Apêndice B) o *layout* da placa desenvolvida. Para a interação do circuito com os demais elementos do sistema são utilizados três conectores do tipo T-Block de três pinos e três conectores do tipo BNC. A Figura 20 apresenta a placa do protótipo do circuito projetado.

Figura 20 – Protótipo do circuito desenvolvido.



Fonte: O autor (2022).

Um dos conectores T-Block é responsável por enviar o sinal de comutação para

as chaves, tendo cada entrada conectada ao pino 1 do CI de cada ADG436. Outro dos conectores T-Block recebe os sinais de alimentação de $\pm$15V em dois de seus pinos, além de possuir conexão com referência (0 V) em seu terceiro pino. O terceiro T-Block tem seus três pinos aterrados, fornecendo opção para qualquer elemento periférico (como a ponteira de medição de um osciloscópico por exemplo) que necessite de uma conexão com o ponto de referência (0 V) do circuito.

Em relação aos conectores BNC, o primeiro (conectado ao pino 3 do primeiro ADG436) possibilita a conexão com um eletrodo ativo; o segundo (conectado ao pino 2 do segundo ADG436) possibilita a conexão com o sinal de excitação, externo ao circuito; o terceiro possibilita a conexão com o dispositivo que fará a aquisição das respostas de comportamento do sistema, estando conectado aos pinos de saída do Retificador.

Pode-se observar ainda na Figura 42 (Apêndice B), que foram dispostos alguns pinos, na saída do módulo de conversão C/V, na saída do módulo de filtro e ganho e na saída final do sistema, de modo a facilitar a análise do comportamento do sinal destes módulos. A placa de circuito possuí ainda dois capacitores de desacoplamento de 100nF, conectados respectivamente entre $\pm$15V e a referência (0 V).

Os circuitos foram projetados com o intuito de se ter uma placa eletrônica para cada eletrodo ativo onde através dos sinais de comutação enviados para cada placa é definido se o sensor conectado a ela será emissor, receptor ou permanecerá aterrado. Esta estratégia implica na confecção de um número de placas igual ao número de eletrodos ativos presente no sensor para ECT que se planeja utilizar. Dadas as limitações dos recursos disponíveis, confeccionou-se apenas uma placa eletrônica com a estrutura proposta nesta dissertação. Dada esta limitação, os ensaios são realizados através da alternância manual do eletrodo ativo que irá interagir com a placa (na função de eletrodo receptor do sinal de interesse), com o auxílio de um gerador de função levando o sinal de excitação diretamente para o eletrodo que cumprirá a função de eletrodo emissor. Com o eletrodo emissor conectado ao gerador de função e o eletrodo receptor conectado ao circuito desenvolvido, os demais eletrodos ativos são aterrados através de um *jumper*.

3.3 DESCRIÇÃO DOS ENSAIOS

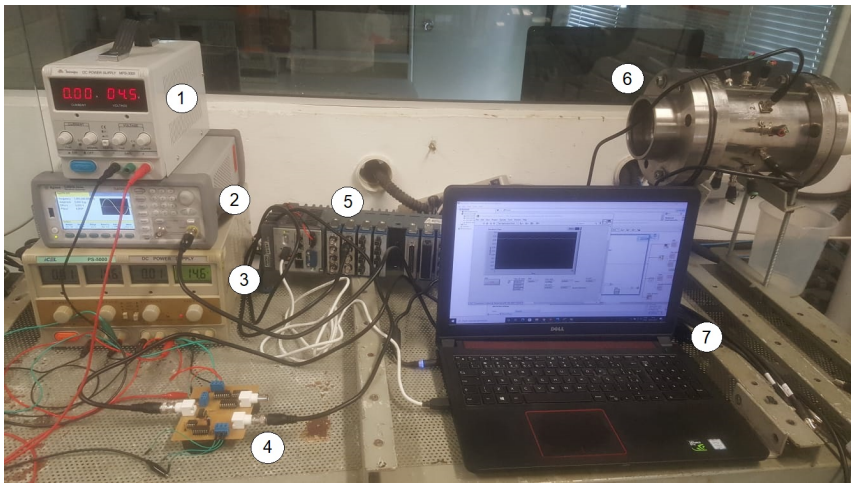
Com o intuito de validar os módulos projetados e o sistema de forma integrada, primeiramente foram realizadas simulações que testam o comportamento do dispositivo. Detalhes dos resultados das simulações podem ser encontrados na seção 4.1. Após as simulações confirmarem a aplicabilidade dos componentes escolhidos, foram realizados ensaios em bancada para observar o comportamento real do sistema.

Para validar o comportamento do dispositivo, optou-se por testá-lo diretamente com um sensor projetado para análise de ECT, cuja estrutura propicia ao dispositivo os

requisitos para validação de seu funcionamento. Em seu trabalho, Mota (2015) detalha as características do sensor utilizado nos testes desta dissertação.

Para a realização dos testes com o sensor são utilizados alguns dispositivos auxiliares: uma fonte de alimentação de $\pm$15V para os CIs, um gerador de função fornecendo o sinal de excitação de 1MHz e 10V_{pp}, uma fonte de tensão de 5V para a entrada de controle de comutação de cada ADG436 e um dispositivo de controle e aquisição de sinais CRIO 9038 com o módulo de leitura de tensão NI9222 (NATIONAL INSTRUMENTS, 2016). Na Figura 21 são apresentados todos os elementos utilizados na realização dos experimentos.

Figura 21 – Montagem para realização dos experimentos. (1) Fonte 5V, (2) gerador de onda senoidal, (3) fonte $\pm$15V, (4) circuito desenvolvido, (5) CRIO, (6) Sensor ECT e (7) computador.



Fonte: O autor (2022).

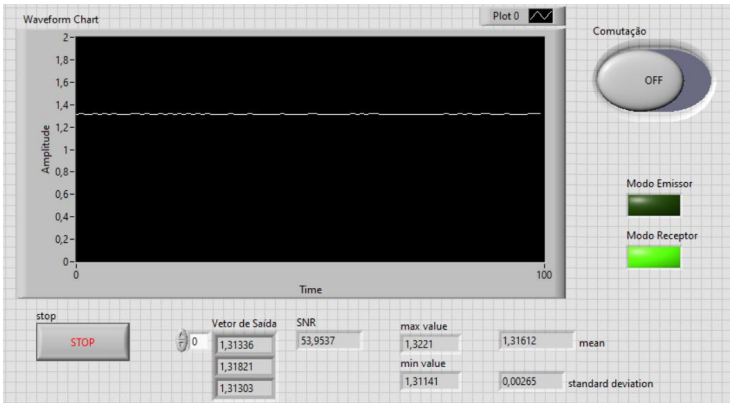
Dois elementos computacionais irão interagir com o sinal de interesse: primeiramente o *software* LabVIEW realiza a aquisição de dados e apresenta algumas informações sobre o comportamento do sistema; após a realização dos testes, o software Matlab recebe o compilado de dados para análise e reconstrução de imagem.

Na Figura 22 é ilustrado o painel frontal elaborado no *software* LabVIEW, com os detalhes de funcionamento do código (diagrama de blocos) podendo ser analisado na Figura 43 (Apêndice C). Para os ensaios realizados, a aquisição do valor de tensão é realizada a cada 200 ms, num total de 100 medições até o programa ser interrompido, com o gráfico apresentando os valores das aquisições realizadas conforme o programa é executado. Ao término da sequência de aquisições, o programa trás algumas informações do conjunto medido, como média, desvio-padrão, valores máximo e mínimo e relação sinal-ruído (SNR)[3]. Pode-se observar que, apesar da utilização de uma fonte

[3] Signal-to-noise ratio

de 5 V para o comando de chaveamento dos CIs ADG436, é criado o programa no LabVIEW apto a executar esta comutação das chaves, com os sinais de 0 V e 5 V sendo distribuídos através do dispositivo NI 9403 (NATIONAL INSTRUMENTS, 2015). Opta-se pela utilização da fonte nos ensaios apenas para facilitar a distribuição dos cabos de alimentação, como pode ser observado na Figura 21

Figura 22 – Painel Frontal após um teste de 100 medições.



Fonte: O autor (2022).

Com o ruído como a variabilidade dessas medições em relação a média, o cálculo da relação sinal-ruído é dado por

$$SNR = 10 \cdot log \frac{\sum_{i=1}^{M} V_i^2}{\sum_{i=1}^{M} [V_i - \overline{V}^2]} \tag{49}$$

onde V_i é a enésima medição, $\overline{V}$ é o valor médio de tensão e M o número total de medições. Quanto maior o valor de SNR (dado em dB) menor é o efeito do ruído de fundo sobre o sinal.

As medições são realizadas a partir da interação entre um par de eletrodos ativos, onde um assumirá a função de emissor do sinal de excitação e o outro a de receptor do sinal de interesse. Caso todos os eletrodos ativos interajam entre si, um sensor que possua 12 eletrodos resultaria num total de 132 medições. Visto que a interação de um par apresenta o mesmo resultado independente de qual eletrodo ativo atue como emissor ou receptor, o número de medições pode ser reduzido, de modo a simplificar os testes realizados (MOTA, 2015).

A equação a seguir indica quantas medições independentes (M_i) são necessárias em relação ao número de eletrodos ativos (N_e) presente no sensor ECT:

$$M_i = \frac{N_e(N_e - 1)}{2} \tag{50}$$

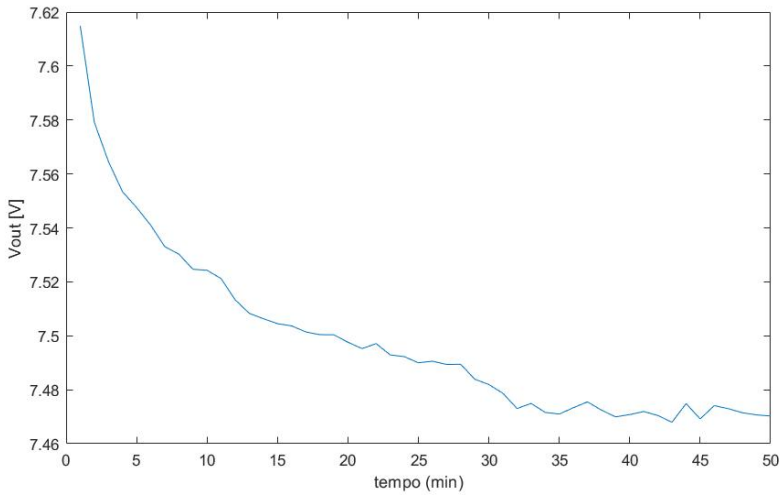
Supondo que os 12 eletrodos ativos são numerados para facilitar a visualização do procedimento, as 66 medições realizadas ocorrem da seguinte forma: primeiro

utiliza-se o eletrodo 1 como emissor e o eletrodo 2 como receptor; em seguida mantém-se o eletrodo 1 como receptor e substitui-se o eletrodo receptor do 2 para 3; em seguida substituí-se o eletrodo 3 pelo 4 e assim sucessivamente até o eletrodo 12; a continuação troca o eletrodo emissor do 1 para o 2. Dá-se continuidade ao procedimento agora com o eletrodo 2 como emissor e o eletrodo 3 como receptor, sendo depois substituído pelo eletrodo 4 novamente e assim sucessivamente. O procedimento se repete até chegar no último par do sensor, com o eletrodo 11 como emissor e o eletrodo 12 como receptor.

Em estudos preliminares realizados no laboratório, utilizou-se o dispositivo EVAL-AD7746 para leitura da capacitância da região de interesse dentro do sensor. Os ensaios realizados nesta dissertação seguem o mesmo procedimento de 66 interações com o sensor, buscando comparar os resultados medidos previamente com os valores obtidos pelo dispositivo desenvolvido. O AD7746 é um conversor de capacitância para tensão digital de alta resolução (24-bit), com linearidade de $\pm$0,01% e erro de $\pm$4 fF quando calibrado (ANALOG DEVICES, 2011).

Avaliando-se o comportamento do dispositivo, é realizado um teste de *warm-up* onde o circuito é alimentado e o desempenho do sinal de saída é analisado ao longo do tempo. Na Figura 23 pode-se observar o comportamento do sinal de saída ao longo de 50 minutos, com aquisições do sinal de tensão realizadas em intervalos de 1 minuto. Nos primeiros minutos o sinal de saída do sistema tem uma queda maior em seu valor, com tal redução diminuindo cada vez mais, com os últimos 15 minutos de ensaio apresentando um valor de tensão V_{out} variando em torno de 7,47 V.

Figura 23 – Tensão de saída do circuito no ensaio de *warm-up*.

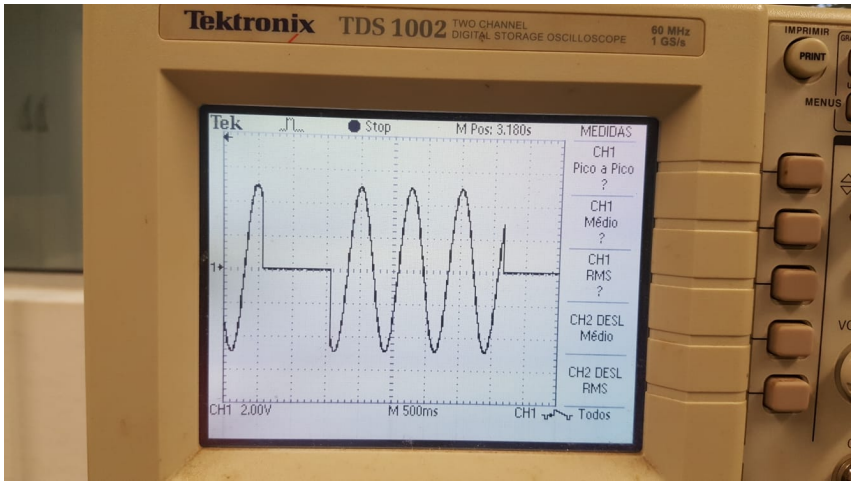


Fonte: O autor (2022).

Outra análise realizada é a do tempo de resposta do sistema quando a comutação das chaves altera o modo do circuito entre emissor e receptor. A Figura 24 mostra o

comportamento do sinal de saída do modo emissor, com o sinal senoidal de excitação sendo interrompido quando as chaves no modo de emissão não é utilizado.

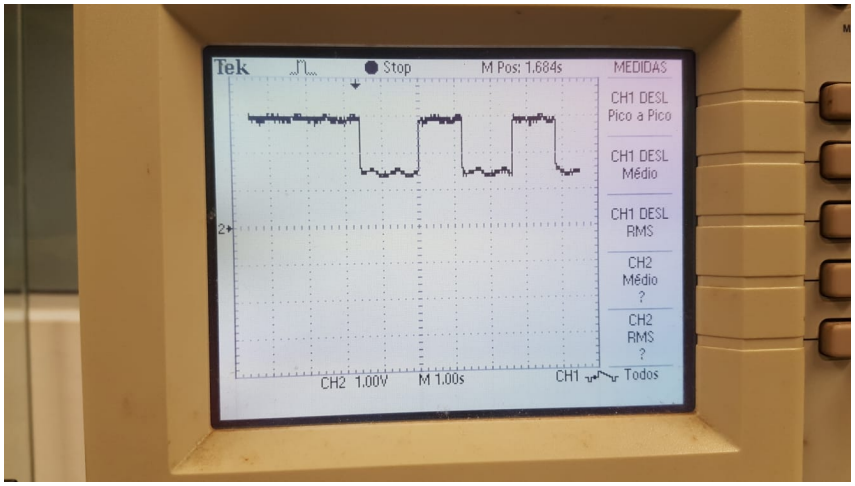
Figura 24 – Comportamento do sinal de saída do modo emissor, a partir da comutação das chaves.



Fonte: O autor (2022).

A mesma ideia é utilizada para análise da resposta do modo de recepção, onde a Figura 25 indica o desempenho do circuito. Bem como no modo de recepção, pode-se observar a variação do sinal de interesse pós condicionamento de sinal quando o modo de recepção é interrompido. Quando é acionado o modo de recepção, o sistema leva cerca de 25 ms para estabilizar sua resposta no novo valor de tensão.

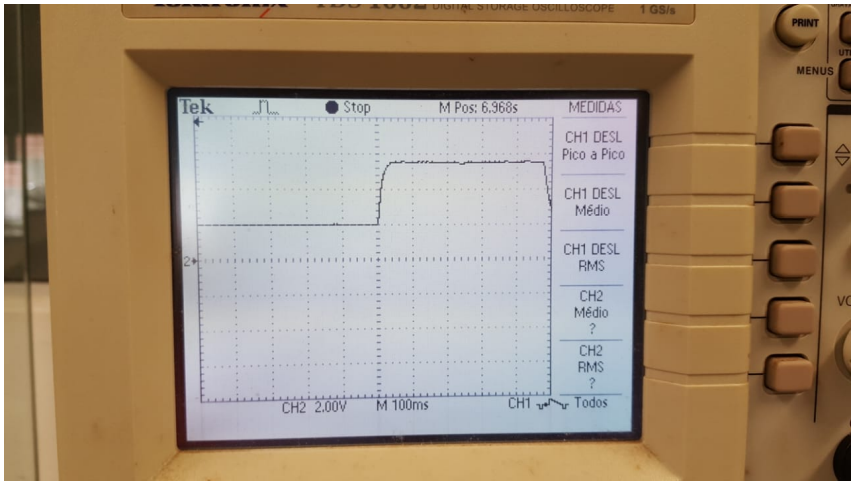
Figura 25 – Comportamento do sinal de saída do modo receptor, a partir da comutação das chaves.



Fonte: O autor (2022).

Além do tempo de resposta em relação à comutação das chaves, também é realizada a análise do tempo que o sistema demora para identificar uma variação no valor de capacitância medido. Para este teste mediu-se um valor de aproximadamente 1 pF continuamente, acrescentando então outro capacitor de aproximadamente 2 pF em paralelo para se observar em quanto tempo o dispositivo demora para identificar tal mudança. A Figura 26 apresenta o tempo de variação da tensão de saída, registrado em osciloscópio, após a adição do segundo capacitor. Quando é adicionado o novo capacitor, o sistema leva cerca de 35 ms para estabilizar sua resposta no novo valor de tensão.

Figura 26 – Alteração da tensão de saída no tempo a partir da variação da capacitância de interesse.



Fonte: O autor (2022).

Dentre os tempos de assentamento de reposta analisados a partir da mudança dos modos das chaves e pela variação no valor da capacitância de interesse, o circuito desenvolvido apresenta maior tempo na variação de capacitância. Visto que a variação analisada não abrange a maior variação de capacitância dada a limitação de não se possuir capacitores com valor de poucos femto farad, assume-se que esse tempo de resposta pode ser até maior para os casos mais extremos (variação da leitura de um par adjacente de eletrodos ativos para um par geometricamente distante). Somando o atraso de ambos os estágios (25 ms do acionamento do modo de recepção e 35 ms da variação de capacitância) assume-se um *delay* de 60 ms entre cada aquisição realizada. Para assimilar estes tempos de resposta, em um ensaio com 66 medições (ensaio sequencial), o tempo necessário para realizar as aquisições de tensão de cada par seria de aproximadamente 4,0 segundos. Em um ensaio com medições paralelas dos eletrodos, seriam realizadas apenas 11 medições em sequência num tempo total de aproximadamente 0,7 segundos.

Pode-se desconsiderar o tempo de conversão do sinal analógico para um sinal digital (ADC) que é realizado pelo dispositivo NI9222, visto que este é suficientemente rápido (250 mil amostras por segundo) para a aplicação em uso.

Após análise dos diversos módulos utilizados e do método de validação do circuito projetado, ficam estabelecidos os procedimentos realizados para desenvolvimento do dispositivo para ECT.

4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS

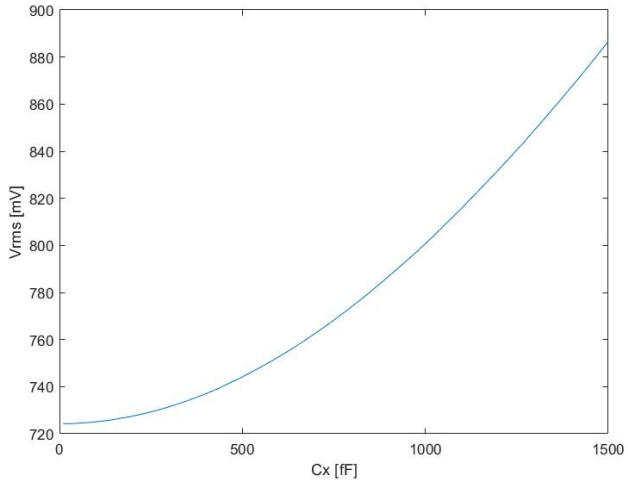
Neste capítulo são apresentados resultados de simulação e experimentais obtidos com o protótipo do circuito desenvolvido para aplicações ECT, a partir dos quais pode-se avaliar o desempenho do hardware projetado.

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com os parâmetros e componentes do circuito definidos, pode-se verificar seu desempenho por meio de simulação. Na Figura 44 (Apêndice D) pode-se observar a reposta dos valores de tensão ao longo dos módulos do circuito após uma simulação de 1 ms, com uma capacitância de interesse (Cx) de 1 pF e a impedância das chaves representada por capacitores e resistores (R_{on} e C_{on}). Assim como foi descrito no capítulo 3, o sinal de saída do módulo de conversão C/V apresenta atrelado a si uma tensão de *offset*, que para o caso desta simulação tem um valor acima de 700 mV e que é corrigido no módulo com filtro e ganho devido ao efeito da capacitância em série que diminui o *offset* do sinal.

Além da análise do sistema completo, são avaliados o comportamento de cada um dos três módulos montados. A sequência de simulações realizadas varia o valor de Cx de 10 fF em 10 fF entre os valores de 10 fF e 1500 fF. Nota-se na Figura 27 o comportamento do sinal de tensão (Vrms) da saída do módulo de conversão em função da capacitância medida C_x. A característica da curva não linear está diretamente relacionada à existência da tensão de *offset*, que se sobrepõe principalmente aos menores valores de tensão da sequência de testes.

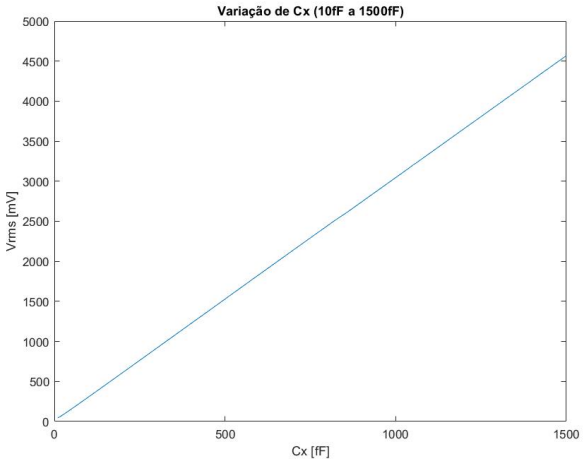
Figura 27 – Resposta do sinal de saída do módulo de conversão C/V dado em valores de tensão eficaz em função da variação de capacitância C_x.



Fonte: O autor (2022).

Na Figura 28, com o efeito da tensão de *offset* compensado, pode-se observar o comportamento mais linear da tensão (Vrms) que sai do módulo de filtro e ganho. Destaca-se também o aumento na amplitude do sinal, fazendo com que a faixa de operação tenha um valor que varie entre 40 mV e 5 V.

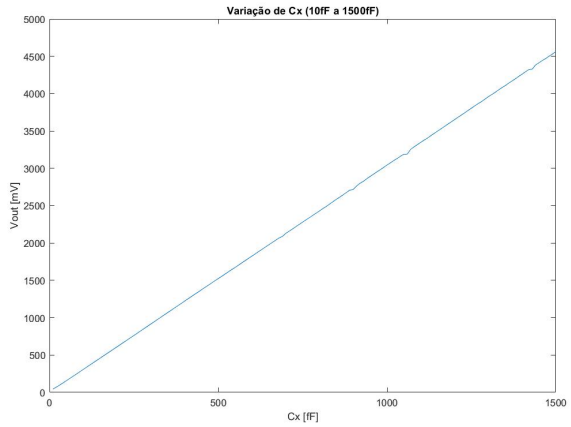
Figura 28 – Tensão eficaz de saída do módulo de Ganho e Filtro em função da variação de capacitância C_X.



Fonte: O autor (2022).

Na Figura 29 tem-se a tensão de saída final do sistema após o módulo Retificador, com seus valores tendo o comportamento esperado, com um sinal de saída CC equivalente à tensão eficaz proveniente do módulo anterior. Vale destacar que o comportamento do sinal de saída é diretamente proporcional à variação da capacitância C_X.

Figura 29 – Tensão de saída do circuito em relação à variação da capacitância C_X.



Fonte: O autor (2022).

Além da relação direta entre tensão e capacitância, outras características podem ser avaliadas, como a linearidade e a sensibilidade do sistema. Com relação à linearidade do sistema simulado, o coeficiente de determinação linear da curva de valores apresentada na Figura 29 é de R^2 = 0,999. A linearidade apresentada pela característica do circuito mostrada na Figura 29, permite validar o projeto do circuito baseado nos módulos planejados sendo o sinal de tensão proporcional à variação da capacitância de interesse (Cx), com um alcance de saída de 0 V a 5 V.

A sensibilidade do sistema pode ser inferida a partir da diferença entre os valores de tensão medidos, conforme descrito na equação a seguir

$$S_{Cx} = \frac{\delta V_{rms}}{\delta C_x} \tag{51}$$

Com uma análise entre cada ponto simulado, pode-se calcular a sensibilidade média do sistema sendo de 3 mV/fF. Tal sensibilidade evidencia a extensa faixa de tensão do sistema, com valores de capacitância pequenos fornecendo uma tensão de poucas dezenas de milivolts (caso em um sensor de ECT com pares de eletrodos geometricamente distantes), enquanto que para maiores valores de capacitância (caso em um sensor de ECT com pares de eletrodos adjacentes) o valor da tensão de saída será próximo de 5V.

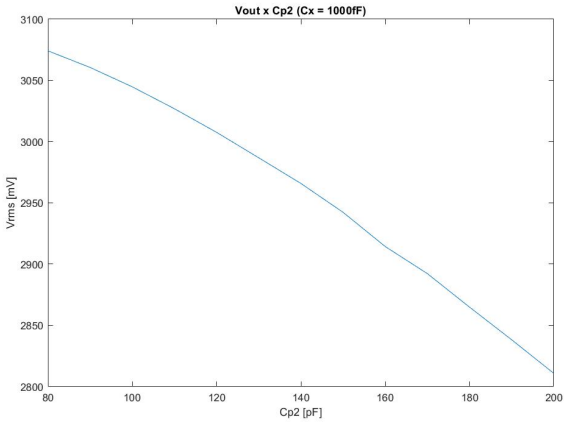
As análises da tensão de saída do sistema realizadas consideram um valor fixo das capacitâncias parasitas para elaboração das simulações e cálculos. Visto que C_{p2} pode influenciar na tensão de saída do módulo de conversão C/V, principalmente pelo seu impacto no limite superior de frequência (equação (42)), torna-se interessante analisar a simulação do sistema em relação à variação do valor de C_{p2}.

O impacto negativo da capacitância parasita C_{p2} sob o circuito é diretamente proporcional ao seu valor, de modo a ser mais pertinente analisar uma gama maior de valores acima do padrão (100 pF) utilizado. Como pode ser observado na Figura 30, o desempenho simulado da tensão de saída do sistema tem uma redução de 263 mV na faixa de valores analisada (80 pF a 20 0pF), o que significa uma redução de 20,2 mV para cada 1 pF aumentado no valor de C_{p2}. Este resultado ressalta a importância de se certificar que todos os componentes e elementos periféricos ao circuito estejam devidamente projetados para evitar grandes variações no impacto da capacitância parasita.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados resultados experimentais obtidos com o circuito eletrônico desenvolvido neste trabalho. Os ensaios de avaliação do dispositivo foram realizados em conjunto com o sensor ECT e utilizando os equipamentos mostrados na Figura 21. Nos ensaios experimentais foi utilizado um sinal de excitação senoidal de 1

Figura 30 – Tensão de saída e o efeito da variação da capacitância parasita *Cp*2.



Fonte: O autor (2022).

MHz e 10 V (tensão pica a pico), com o qual a região de sensoriamento é excitada 66 vezes ao longo de cada procedimento. Visto que as aquisições de sinal são realizadas 100 vezes ao longo de cada ensaio (com intervalo entre cada aquisição de 200 *ms*), os gráficos a seguir apresentam o valor médio das 100 medições. O objetivo dos ensaios consiste em avaliar o desempenho do hardware com diferentes amostras, isto é, diferentes configurações do conteúdo dentro do sensor ECT.

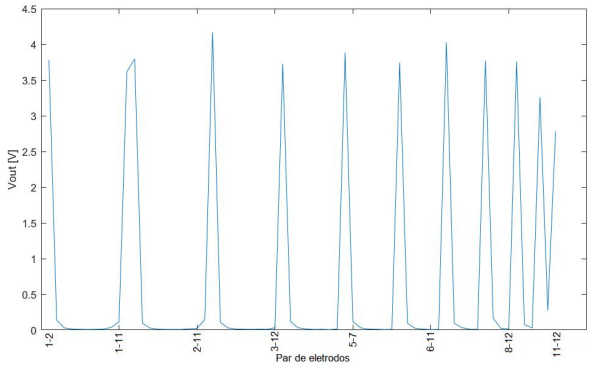
4.2.1 Ensaios com sensor ECT

Os ensaios são realizados de maneira estática, ou seja, não há recirculação das substâncias através da tubulação. Mesmo não sendo tão próxima de uma análise de ECT realizada na industria quanto a de um ensaio dinâmico, os experimentos estáticos permitem uma primeira avaliação do protótipo elaborado, inferindo se o mesmo é capaz de identificar e distinguir corretamente as substâncias em análise. Para estes testes estáticos, tamba-se uma das extremidades do sensor utilizando um flange e um disco de acrílico com indicações do nível correspondente de líquido, quando considerados escoamentos estratificados.

Os experimentos foram realizados com óleo (lubrificante Spindura 10) e ar que têm uma permissividade relativa semelhante (aproximadamente 2 pF/m e 1 pF/m respectivamente), quando comparadas a permissividade da água (aproximadamente 80 pF/m). O óleo utilizado é No primeiro caso avaliado é observado o comportamento do sensor ECT "vazio", ou seja, contendo na região de interesse 100% de ar. Como pode ser observado na Figura 31, o desempenho do sinal de tensão de saída do dispositivo ao longo das 66 medições realizadas possui o comportamento esperado, com as medições entre eletrodos adjacentes apresentando um sinal de tensão mais elevado que o valor das demais medições. Na Figura 45 (Apêndice E) são apresentados os valores

nominais de tensão dos ensaios realizados.

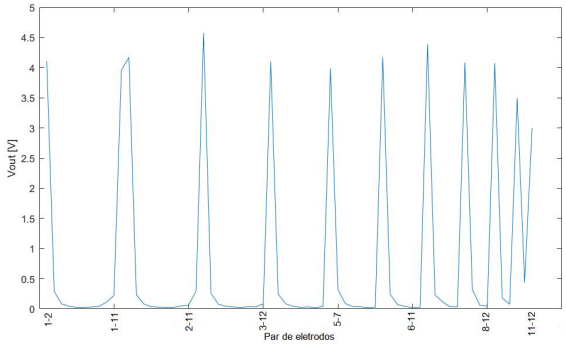
Figura 31 – Tensão de saída do dispositivo de aquisição no ensaio com sensor contendo 100% ar.



Fonte: O autor (2022).

Buscando-se compreender o comportamento nos casos limites, o próximo caso a ser avaliado é do sensor ECT "cheio", ou seja, contendo na região de interesse 100% de óleo. Conforme pode ser observado na Figura 32, os resultados dos ensaios realizados também tiveram o desempenho esperado, com formato do gráfico semelhante ao apresentado na Figura 31.

Figura 32 – Tensão de saída do dispositivo de aquisição no ensaio com sensor contendo 100% óleo.

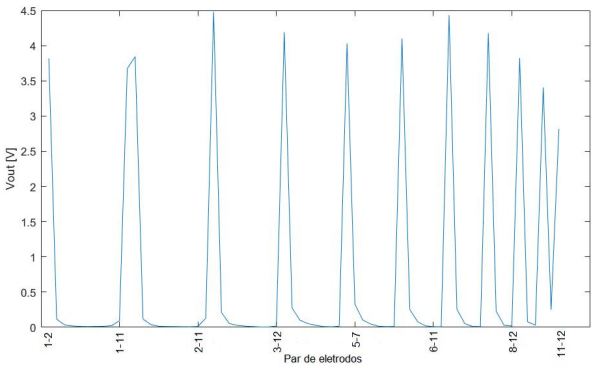


Fonte: O autor (2022).

A análise da diferença entre os ensaios (0% e 100% de óleo) está principalmente nos pares de eletrodo onde o sinal de tensão apresenta um valor menor que 1 V. São nestes valores de menor tensão que estão as principais características que o algoritmo utiliza para realização a reconstrução de imagem.

Com a análise dos dois casos limites realizadas, testou-se o desempenho de leitura de tensão do dispositivo para o caso intermediário, com 50% de óleo e 50% de ar. Os resultados deste ensaio podem ser observados na Figura 33.

Figura 33 – Tensão de saída no ensaio com sensor contendo 50% óleo e 50% ar.



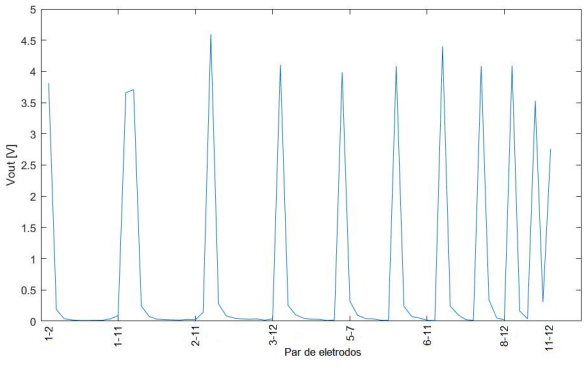
Fonte: O autor (2022).

Por fim, buscando-se analisar como o sistema atuaria mediante uma possível perturbação, utilizou-se um saco plástico com ar (Figura 34) que foi introduzido no sensor com inicialmente 100% de óleo. Na Figura 35 pode-se observar os resultados de leitura de tensão por parte do dispositivo num sensor ECT com a inserção de ar no sensor repleto de óleo.

Figura 34 – Saco plástico utilizado para ensaio de inserção de ar.

Fonte: O autor (2022).

Figura 35 – Tensão de saída no ensaio de inserção de ar em sensor repleto de óleo.



Fonte: O autor (2022).

O teste com cada par de eletrodos é caracterizado pela execução de 100 aquisições do valor de tensão, sendo possível se definir a relação sinal-ruído e o desvio-padrão a partir do vetor de dados medidos. Na análise de SNR, em todos as configurações o comportamento do sinal nas medições de pares adjacentes apresenta uma amplitude mais elevada que para os demais casos, com o desempenho de cada ensaio podendo ser observado no Apêndice 46. A Tabela 5 traz os valores da relação sinal-ruído de alguns do pares de eletrodos dos ensaios realizados.

Tabela 5 – Comparação dos valores médios de SNR.

configuração	**par 1-2 (dB)**	**par 1-5 (dB)**	**par 2-6 (dB)**
100% ar	54,1	37,6	36,6
50% ar 50% óleo	54,4	37,0	38,9
100% óleo	54,3	38,6	37,8
inserção de ar	54,2	36,6	39,3

Fonte: O autor (2022).

Em uma abordagem semelhante a feita na Tabela 5, a Tabela 6 traz os valores do desvio-padrão para alguns do pares de eletrodos nos ensaios realizados. Em todos os ensaios, o desvio padrão dos pares não adjacentes varia entorno de 1 mV enquanto que para os pares adjacentes essa variação fica próxima a 7,7 mV. Como o desvio-padrão indica o quanto os valores medidos variam em torno da média, pode-se observar que o sistema tende a ter valores que não se dispersam tanto, corroborando a proposta de se desenvolver um dispositivo preciso.

Tabela 6 – Comparação dos valores médios de desvio-padrão.

configuração	**par 1-2 (mV)**	**par 1-3 (mV)**	**par 3-8 (mV)**
100% ar	7,54	0,75	0,78
50% ar 50% óleo	7,43	0,92	1,36
100% óleo	8,04	1,14	1,28
inserção de ar	7,61	0,94	1,13

Fonte: O autor (2022).

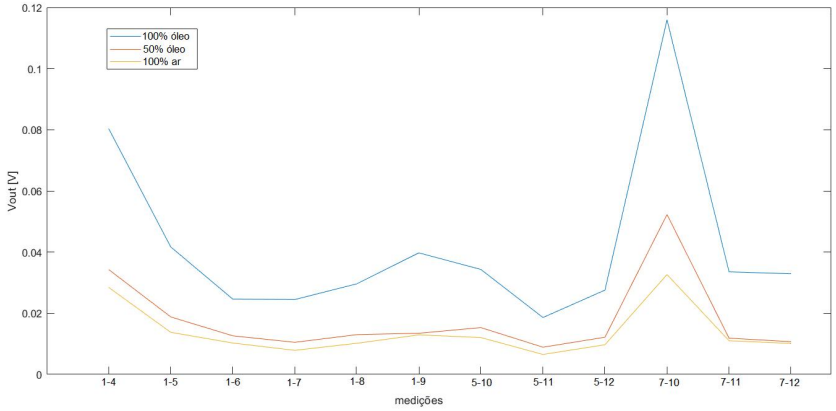
Visto que o sinal de tensão nas 12 medições feitas com pares adjacentes de eletrodos é bem mais elevado, a análise dos resultados se torna mais pertinente nas demais 54 medições, onde pode-se observar maior divergência no comportamento de cada configuração utilizada.

Na análise das três configurações 0%, 50% e 100% de óleo pode-se observar um valor mais elevado no sinal de tensão conforme for maior a quantidade de óleo no sensor. Para análise destas características é apresentado na Figura 36 o comportamento do sinal de tensão nos três tipos de ensaio (0%, 50% e 100% de óleo) para alguns dos pares de medição: a sequência do par 1-4 até o par 1-9, a sequência do par

5-10 até o par 5-12 e a sequência do par 7-10 até o par 7-12. Analisando a diferença de tensão para as três configurações pode-se observar a tendência da resposta ter um valor maior no caso do sensor com mais óleo do que com mais ar.

Nos pares adjacentes, dada a resposta ter um alto valor de tensão gerado, alguns dos casos podem manifestar uma resposta fora do padrão, com um par do caso com 100% de ar apresentando valor igual ou maior que do caso com 100%. Visto que a tendência desses pares adjacentes é de apresentar um valor próximo aos 5 V independente da configuração utilizada, deve-se levar esta característica em consideração ao se utilizar o vetor de dados com o algoritmo, com uma técnica de normalização dos valores mais elevados podendo auxiliar numa reconstrução de imagem de maior qualidade.

Figura 36 – Comparação do comportamento da saída de tensão nos 3 ensaios para diferentes medições de pares de eletrodos.

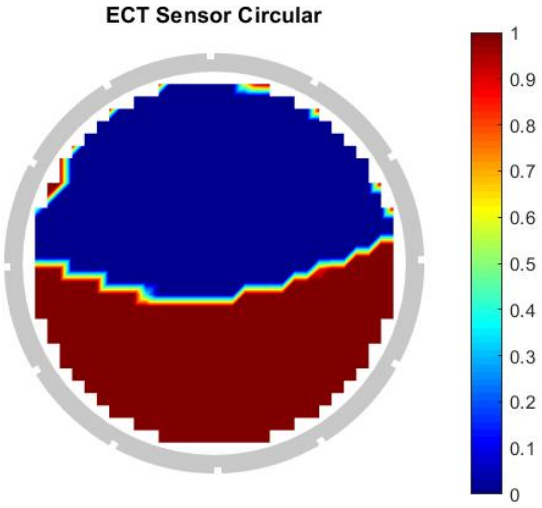


Fonte: O autor (2022).

4.2.2 Reconstrução de imagem

Para corroborar a utilidade do dispositivo desenvolvido, utiliza-se um programa de reconstrução de imagem para ECT elaborada no Matlab. Primeiramente, o programa recebe o vetor de dados de tensão medidos pelo dispositivo; para otimização do processo os valores são normalizados, levando-se em consideração os limites mínimo e máximo de tensão como sendo os valores do vetor com 0% e 100% de óleo; o programa então realiza sua estratégia de reconstrução de imagem através do algoritmo de Landweber. Na Figura 37 pode-se ver o processo de reconstrução de imagem com base no vetor de dados de tensão medido no ensaio com sensor ECT contendo 50% de óleo. Vale destacar que o sensor é preenchido de óleo manualmente, sem um indicador exato, com o erro do operador atrelado à tentativa de se ter o mais próximo possível de 50% da região de interesse preenchida de óleo.

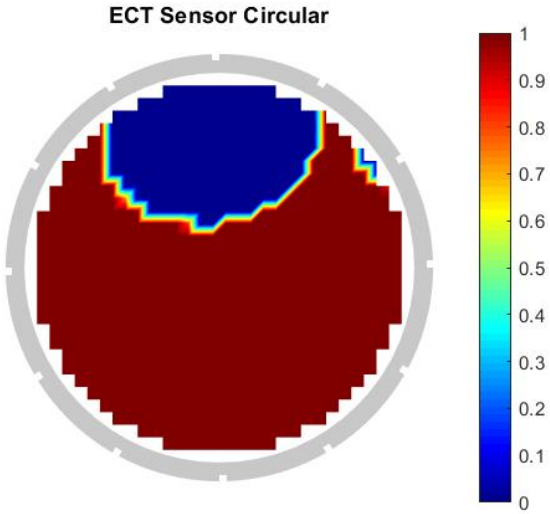
Figura 37 – Reconstrução de imagem do sensor de 12 eletrodos com 50% de óleo (em vermelho) e 50% de ar (em azul).



Fonte: O autor (2022).

O programa ainda traz uma porcentagem da quantidade de óleo detectada de 46,9%, caracterizando um erro de 3,1% em relação ao resultado esperado. Já na Figura 38, pode-se observar que a reconstrução de imagem conseguiu identificar o elemento de inserção de ar (Figura 34) a partir do vetor de dados de tensão medidos e identificar o posicionamento da inserção de ar na região superior do sensor.

Figura 38 – Reconstrução de imagem do sensor de 12 eletrodos com inserção de ar (em azul) em óleo (em vermelho).



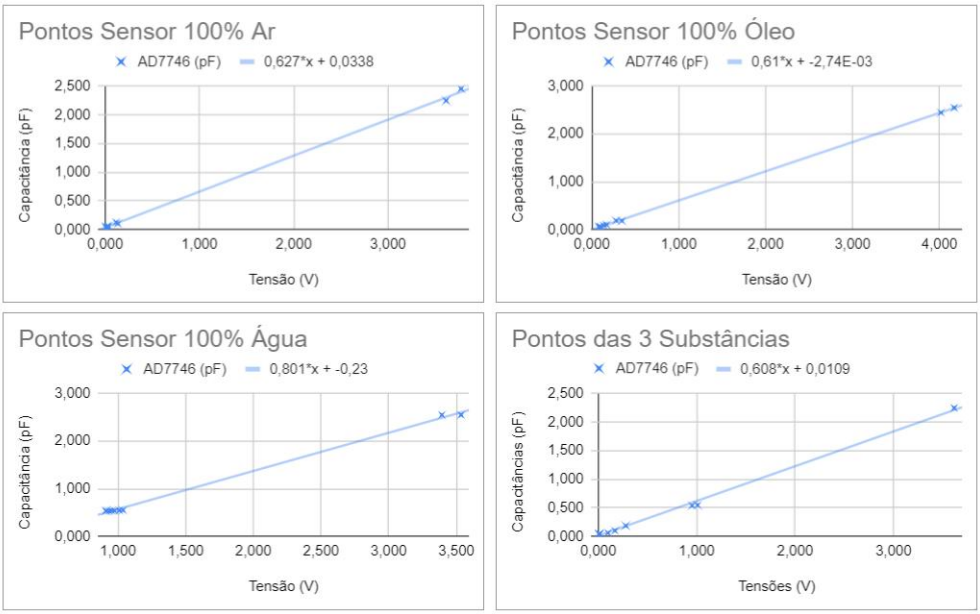
Fonte: O autor (2022).

4.2.3 Relação Tensão-Capacitância

Com as sequências de medições e com o dispositivo apresentando resultados dentro do esperado, busca-se definir a relação entre a capacitância de interesse e a tensão de saída do sistema. Para tal, é utilizada uma ideia semelhante ao processo de calibração realizado por Azevedo Filho (2002), valendo-se de capacitâncias conhecidas para estabelecer o desempenho do sistema. Foi utilizado previamente o sistema de avaliação EVAL-AD7746 em conjunto do sensor ECT, de modo a se ter os valores de capacitância de referência. Além dos ensaios com ar e óleo, o dispositivo também foi utilizado com o sensor ECT contendo 100% de água, de modo que a utilização desta terceira substância possa auxiliar numa melhor compreensão do comportamento do sistema.

A partir das tensões obtidas com os pares de eletrodos, sendo o eletrodo 1 emissor e os demais eletrodos receptores (pares 1-2, 1-3,..., 1-12), pode-se definir algumas equações de reta que relacionam tensão e capacitância. A Figura 39 apresenta as equações da reta formadas com estes 11 valores obtidos com cada substância, além de uma quarta equação feita com valores das três retas (ar, óleo e água) anteriores.

Figura 39 – Relação entre capacitância e tensão em ensaios com ar, óleo e água.



Fonte: O autor (2022).

Observa-se então, nas Tabelas 7, 8, 9 e 10, o quão precisa cada equação de reta é ao realizar a conversão das tensões obtidas com o dispositivo para valores de ar, óleo e água e comparar com os valores de capacitância obtidos com o EVAL-AD7746.

A utilização das equações gera valores de capacitância que, ao serem comparados com os valores das três substâncias, indicam a necessidade de outra abordagem

Tabela 7 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita a partir dos ensaios com sensor contendo 100% de ar.

EVAL-AD7746 (pF)	Equação da Reta (pF)	Dif. Nominal (pF)	Diferença (%)
0,054	0,052	0,002	3,8%
0,100	0,141	0,041	40,7%
0,539	0,607	0,067	12,5%
2,334	2,413	0,079	3,4%

Fonte: O autor (2022).

Tabela 8 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita a partir dos ensaios com sensor contendo 100% de óleo.

EVAL-AD7746 (pF)	Equação da Reta (pF)	Dif. Nominal (pF)	Diferença (%)
0,054	0,015	0,039	72,8%
0,100	0,101	0,001	1,2%
0,539	0,555	0,015	2,9%
2,334	2,312	0,022	0,9%

Fonte: O autor (2022).

Tabela 9 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita a partir dos ensaios com sensor contendo 100% de água.

EVAL-AD7746 (pF)	Equação da Reta (pF)	Dif. Nominal (pF)	Diferença (%)
0,054	-0,207	0,261	486,3%
0,100	-0,094	0,194	193,8%
0,539	0,502	0,037	6,9%
2,334	2,810	0,476	20,4%

Fonte: O autor (2022).

para uma conversão de tensão-capacitância mais adequada. Faz-se então uma análise por faixa de valores, onde é elaborada uma equação da reta para os valores de tensão obtidos com (i) os pares adjacentes, (ii) os pares posteriores aos adjacentes (1-3, 1-11, 2-4, etc) e (iii) os demais pares. Para a elaboração destas equações da reta utilizam-se valores das três substâncias, conforme pode ser observado na Figura 40

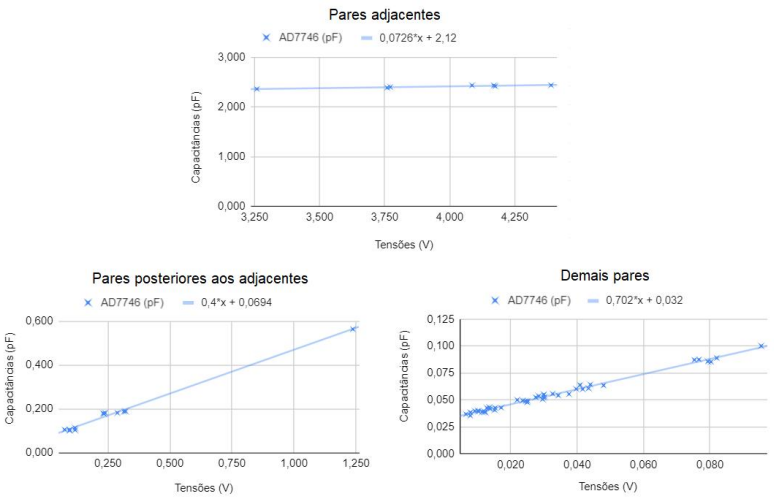
A partir das equações de reta estalecidas por faixa, são analisados pontos de

Tabela 10 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta feita com pontos de tensão obtidos das 3 substâncias.

EVAL-AD7746 (pF)	Equação da Reta (pF)	Dif. Nominal (pF)	Diferença (%)
0,054	0,028	0,025	47,5%
0,100	0,114	0,014	14,5%
0,539	0,567	0,027	5,0%
2,334	2,318	0,016	0,7%

Fonte: O autor (2022).

Figura 40 – Relação capacitância-tensão em diferentes faixas de tensão.



Fonte: O autor (2022).

tensão das três substâncias, de modo a se avaliar se esta abordagem apresenta menor diferença de resultado em relação às capacitâncias medidas pelo EVAL-AD7746. As Tabelas 11, 12 e 13 mostram os resultados obtidos com as três faixas elaboradas.

Tabela 11 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta para a faixa de tensão dos pares de eletrodos adjacentes.

EVAL-AD7746 (pF)	**Equação da Reta (pF)**	**Dif. Nominal (pF)**	**Diferença (%)**
2,429	2,427	0,002	0,1%
2,334	2,396	0,062	2,6%
2,454	2,394	0,060	2,4%

Fonte: O autor (2022).

Tabela 12 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta para a faixa de tensão dos pares de eletrodos posteriores aos adjacentes.

EVAL-AD7746 (pF)	**Equação da Reta (pF)**	**Dif. Nominal (pF)**	**Diferença (%)**
0,106	0,111	0,006	5,6%
0,105	0,108	0,002	2,3%
0,105	0,187	0,008	4,4%
0,179	0,172	0,010	5,5%
0,576	0,568	0,007	1,3%

Fonte: O autor (2022).

Os resultados destas últimas tabelas apontam menores diferenças no valor de capacitância, de modo que seja mais interessante realizar a conversão tensão-capacitância por faixas de tensão. Em um sensor ECT as diferentes faixas de tensão

Tabela 13 – Comparação de capacitâncias utilizando a equação da reta para a faixa de tensão dos demais pares de eletrodos.

EVAL-AD7746 (pF)	**Equação da Reta (pF)**	**Dif. Nominal (pF)**	**Diferença (%)**
0,051	0,051	0,000	0,1%
0,059	0,060	0,000	0,8%
0,061	0,061	0,001	1,4%
0,039	0,038	0,001	2,7%
0,043	0,041	0,002	4,6%
0,051	0,049	0,002	4,1%
0,038	0,038	0,000	0,0%

Fonte: O autor (2022).

estão relacionadas com a distância espacial dos eletrodos, permitindo uma diferenciação de faixa através da utilização dos diferentes pares disponíveis.

Os parâmetros analisados através de diferentes abordagens auxiliam na melhor compreensão do comportamento do *hardawre* desenvolvido, de modo se ter bem definido quais são suas limitações e qual é sua aplicabilidade para sistemas de ECT.

5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS DO TRABALHO

Neste trabalho foi desenvolvido um circuito eletrônico dedicado para a medição de capacitâncias da ordem de femto farads até pico farads, utilizado em ensaios de tomografia por capacitância elétrica. Este circuito de medição é um dos elementos principais dos sistemas ECT. A aplicação deste sistema de medição na análise de escoamento multifásico na industria de petróleo representa um dos objetivos de um projeto maior atualmente em andamento no Departamento de Automação e Sistemas.

O projeto do circuito de medição foi realizado levando em consideração: (i) estudos prévios de trabalhos acadêmicos semelhantes, (ii) avaliação de componentes eletrônicos pertinentes, (iii) simulação do desempenho da arquitetura do circuito de medição e (iv) estudos realizados em bancada experimental.

O circuito desenvolvido foi testado por simulação com as especificações de projeto sendo validadas experimentalmente, de modo a apresentar um desempenho adequado para seu uso em sistemas de medição ECT.

Ao se analisar o comportamento do sinal de interesse ao longo dos módulos projetados destaca-se a importância de se utilizar um circuito que minimize os efeitos da tensão de *offset* para que o sistema tenha um comportamento mais linear. Também é interessante ressaltar que, devido à extensa faixa de valores que a capacitância de interesse pode ter (dos poucos femto farad até os pico farad), torna-se importante ao projeto ter em mente qual o dispositivo de aquisição de dados será utilizado. Dentre os ensaios realizados, o menor valor de tensão obtido foi de 8 mV e o maior valor foi de 4,6 V. Dependendo da faixa de operação, mais módulos de condicionamento do sinal, como por exemplo um circuito de ganho programável (*Programmable-gain amplifier*) cujo ganho possa ser controlado por um sinal digital ou analógico externo, podem ser necessários. O circuito desenvolvido neste trabalho em conjunto com o sistema de controle e aquisição de sinais CompactRIO mais o módulo de leitura de tensão NI9222 da empresa National Instruments, foi suficiente para avaliar as principais características de medição sem a necessidade de acrescentar outros módulos circuitais. Visto que a faixa de tensão não ultrapassa os 5 V, torna-se viável a utilização de dispositivos mais simples com uma faixa de leitura de tensão menor, desde que capazes de realizar a medição dos menores valores de tensão.

Como foi descrito nos capítulos 2 e 3, o tempo de execução de um sistema ECT pode ser basicamente dividido entre o tempo de atuação do circuito de medição e o tempo de processamento para reconstrução de uma imagem através de um algoritmo, sendo este último o que consome o maior tempo de execução. Isto é, o principal elemento que compromete um ensaio de ECT em tempo real ainda é o algoritmo de reconstrução de imagem. Entretanto, dispor de um circuito de medição de capacitância na faixa de femto farads até pico farads com boa precisão e com um tempo de execução

otimizado representa um ganho considerável para esta classe de sistemas.

Analisando o tempo de resposta do sistema, pode-se observar um tempo mínimo de aproximadamente 4,0 ou 0,7 segundos a depender da estratégia de medição utilizada (sequencial ou paralela). Comparado a outros sistemas presentes na literatura, o tempo de aquisição do circuito desenvolvido é mais elevado, o que coloca o parâmetro de tempo de operação em evidência para implementações futuras do dispositivo eletrônico. Também vale considerar a aplicação proposta para o dispositivo desenvolvido, onde a mudança do padrão de escoamento em sistemas de extração de petróleo pode levar um tempo superior ao necessário para a realização da reconstrução de imagem.

A análise de conversão da tensão obtida pelo dispositivo para um valor de capacitância com base na performance do dispositivo EVAL-AD7746 indica um desempenho melhor quando utilizada diferentes faixas de tensão para tal conversão. Visto que a proposta é de que cada circuito esteja atrelado a um eletrodo específico do sensor, é possível se aplicar a equação mais adequada para cada caso de par de eletrodo disponível.

Os testes de *warm up* indicaram que o sistema tem uma queda na tensão de saída ao longo do tempo, com tal queda sendo menos significativa após cerca de 35 minutos do circuito estar energizado. Tal característica implica numa preparação prévia do sistema antes da realização dos ensaios.

A análise do desvio-padrão do sinal de tensão de saída indica pouca dispersão em torno da média para todos os ensaios realizados com o dispositivo. Todos os ensaios foram compostos de 100 medições em sequência do mesmo par, de modo que, evidenciada a pouca dispersão em torno da média, pode-se diminuir o número de aquisições em ensaios futuros para diminuir o tempo total do ensaio sem comprometer o erro do sistema.

O dispositivo eletrônico desenvolvido neste trabalho permite realizar uma serie de funções, como excitar os eletrodos de um sistema ECT e medir a variação de capacitância entre eletrodos, através de amplificação e filtragem o sinal de tensão. Além disso, o projeto foi realizado levando em consideração que os sistemas ECT utilizariam estes circuitos em cada um dos seus eletrodos com o objetivo final de otimizar os tempos de aquisição dos sinais de um dado sensor. Esta classe de eletrodos é denominada, neste trabalho, de "eletrodos ativos"por ter o circuito acima mencionado conectado na proximidade de cada eletrodo.

Entretanto, dada a falta de recursos, não foi possível produzir 12 placas com o circuito desenvolvido nesta dissertação, de modo a se ter um ensaio com cada placa conectada a um dos eletrodos do sensor ECT. Esta limitação fez com que os ensaios tivessem foco no circuito no modo de recepção do sinal de interesse, simplificando alguns dos processos, como o de comutação das chaves do circuito que só precisavam

estar no modo de recepção. Durante os ensaios optou-se por utilizar o módulo de chaveamento da maneira mais simples possível, mas o circuito foi projetado para receber sinal de comutação em suas três chaves, de modo que um módulo controlador possa realizar a função dos eletrodos em um ensaio.

A ideia de se utilizar um módulo controlador, capaz de enviar e receber sinais, permite que as 66 medições possam ser realizadas sem a interação do operador com o sensor ECT. Utilizar um controlador geral do sistema permite, ainda, reduzir elementos periféricos, como as fontes que enviam sinais de comutação ou o gerador de função, caso o controlador tenha sua própria fonte geradora do sinal de excitação.

Esta dissertação implementou uma solução simples e de baixo custo ao utilizar a técnica *AC-Based* (que possui um módulo de conversão C/V) em conjunto com um retificador que fornece um sinal CC proporcional ao sinal de interesse. Visto que um sistema ECT trabalha com capacitâncias muito baixas e por consequência tensões muito baixas, circuitos capazes de lidar com sinais de baixa amplitude com alta precisão e baixa tolerância a ruído mostram-se promissores para serem implementados. Como esta técnica opera com um sinal de excitação que possui amplitude e frequência conhecidas, técnicas como a de amplificação *Lock-in* podem se mostrar promissoras para aumentar a precisão do sistema. Uma sugestão de otimização atrelada a esta ideia reduziria a quantidade de módulos analógicos, com o módulo de conversão C/V sendo conectado diretamente com o conversor analógico digital e todo o tratamento do sinal sendo realizado de maneira digital, com a utilização da técnica de amplificação *Lock-in*.

Sugere-se também realizar um estudo sobre a implementação prática do circuito apresentado neste trabalho de forma a reduzir seu tamanho utilizando componentes SMD e otimizando sua disposição espacial em cada eletrodo para adequá-la ao sensor ECT para medição de vazão multifásica atualmente em desenvolvimento.

Ao se analisar os resultados de reconstrução de imagem gerados a partir do vetor de tensões medidas pelo dispositivo, pode-se observar sua capacidade de distinguir diferentes elementos numa mistura multifásica. Desta forma, o circuito desenvolvido pode ser utilizado em medições de capacitância para ECT e servir como ferramenta para o auxílio na análise de vazão em escoamentos multifásicos. Também é possível se utilizar o dispositivo na detecção da fração de substâncias em dutos de produção de petróleo, como foi demonstrado no ensaio realizado com inserção de ar no sensor contendo óleo.

REFERÊNCIAS

ANALOG DEVICES. **AD637 High Precision, Wideband RMS-to-DC Converter**. [*S.l.*], 2015. Rev. L. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD637.pdf. Acesso em: 13 ago. 2021.

ANALOG DEVICES. **AD7746 Evaluation Board**. [*S.l.*], 2011. Rev. A. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/EVAL-AD7746EB.PDF. Acesso em: 13 ago. 2021.

ANALOG DEVICES. **AD817 High Speed, Low Power Wide Supply Range Amplifier**. [*S.l.*], 1995. Rev. B. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD817.pdf. Acesso em: 13 ago. 2021.

ANALOG DEVICES. **ADG436 Dual SPDT Switch**. [*S.l.*], 2005. Rev. B. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG436.pdf. Acesso em: 13 ago. 2021.

AZEVEDO FILHO, A C. **Desenvolvimento de um Sistema de Tomografia Capacitiva Para Processos Multifásicos**. 2002. Tese (Doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

CHISHOLM, Duncan. Two-Phase Flow in Heat Exchangers and Pipelines. **Heat Transfer Engineering**, Taylor Francis, v. 6, n. 2, p. 48–57, 1985.

CHONDRONASIOS, Athanasios. **High sensitivity electrical capacitance tomography system and its application**. 2003. Tese (Doutorado) – University of Manchester, Manchester.

DYAKOWSKI, T.; EDWARDS, R. B.; XIE, C. G.; WILLIAMS, Richard A. Application of capacitance tomography to gas-solid flows. **Chemical Engineering Science**, v. 52, n. 13, p. 2099–2110, 1997.

EVANGELIDIS, M.; MA, L.; SOLEIMANI. High definition Electrical capacitance tomography for pipeline inspection. **Progress In Electromagnetics Research**, v. 141, p. 1–15, jan. 2013.

FERNANDEZ, E. F.; PEDROSA, O. A.; PINHO, A. C. **Dicionário do petróleo em língua portuguesa: exploração e produção de petróleo e gás**. Rio de Janeiro: Lexikon Editora Digital Ltda, 2009.

FIGUEROA, T. P. **Proposta de uma nova estratégia de sensoriamento por impedância elétrica adaptada à reconstrução tomográfica**. 2000. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

GAMIO. **A high-sensitivity flexible-excitation electrical capacitance tomography system**. 1997. Tese (Doutorado) – University of Manchester, Machester.

GAMIO, J; YANG, Wuqiang; STOTT, AL. Analysis of non-ideal characteristics of an AC-based capacitance transducer for tomography. **Measurement Science and Technology**, v. 12, p. 1076, jul. 2001.

GAO R. X., FAN Z. **Multiple excitation capacitance polling for enhanced electronic capacitance tomography**. [*S.l.*: *s.n.*], jun. 2014. US Patent 8,762,084 B2.

GONZALEZ-NAKAZAWA, Alejandro; GAMIO, Jose; YANG, Wuqiang. Transient processes and noise in a tomography system: An analytical case study. **Sensors Journal, IEEE**, v. 5, p. 321–329, mai. 2005.

GRUDZIEN, K.; CHANIECKI, Z.; ROMANOWSKI, A.; SANKOWSKI, D.; NOWAKOWSKI, J.; NIEDOSTATKIEWICZ, M. Application of twin-plane ECT sensor for identification of the internal imperfections inside concrete beams. **IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings**, p. 1–6, 2016.

HALOW, J.S.; FASCHING, G.E.; NICOLETTI, P.; SPENIK, J.L. Observations of a fluidized bed using capacitance imaging. **Chemical Engineering Science**, v. 48, p. 643–659, 1993.

HE, R.; XIE, C. G.; WATERFALL, R. C.; BECK, M. S.; BECK, C. C. M. Engine flame imaging using electrical capacitance tomography. **Electronics Letters**, v. 30, n. 7, p. 559–560, 1994.

HOSANI, E. A.; ZHANG, M.; SOLEIMANI, M. A. A limited region electrical capacitance tomography for detection of deposits in pipelines. **IEEE Sensors**, v. 15, n. 11, p. 6089–6099, 2015.

HOSANI, Esra Al. **Electrical Capacitance Tomography For Real-Time Monitoring Of Process Pipelines**. Nov. 2016. Tese (Doutorado) – University of Bath, Bath.

HUANG. **Capacitance transducers for concentration measurement in multi-component flow processes**. 1986. Tese (Doutorado) – University of Manchester, Machester.

HUANG, S. M.; GREEN, R. G.; PLĄSKOWSKI, A.; BECK, M. A high frequency stray-immune capacitance transducer based on the charge transfer principle. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 37, p. 368–373, 1988.

ISMAIL, I.; GAMIO, J. C.; BUKHARI, S.; YANG, W. Tomography for multi-phase flow measurement in the oil industry. **Flow Measurement and Instrumentation**, v. 16, p. 145–155, abr. 2005.

ITS, Industrial Tomography Systems. **M3C (Electrical capacitance tomography)**. 2013. Disponível em: `https://www.itoms.com/products/m3c-electrical-capacitance-tomography/`. Acesso em: 18 ago. 2021.

JOHANA, Elmy; YUNUS, Fazlul; CHAN, Kok. Hardware Development Of Electrical Capacitance Tomography For Imaging A Mixture Of Water And Oil. **Jurnal Teknologi**, v. 54, jan. 2011.

JONES, Owen C.; ZUBER, Novak. The interrelation between void fraction fluctuations and flow patterns in two-phase flow. **International Journal of Multiphase Flow**, v. 2, n. 3, p. 273–306, 1975.

LIU, Qi Fang; HAN, Yan. Analysis of the effect of stray capacitance on a charge/discharge-based electrical capacitance tomography system. **Optik**, v. 124, n. 23, p. 6009–6012, 2013.

MOTA, F. R. M. da. **Tomometria capacitiva aplicada à medição de fração de água em escoamentos bifásicos**. 2015. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

MOTA, F. R. M. da; PAGANO, D. J.; ENRICONE STASIAK, M. Water Volume Fraction Estimation in Two-Phase Flow Based on Electrical Capacitance Tomometry. **IEEE Sensors Journal**, 18(16), p. 6822–6835, ago. 2018.

NATIONAL INSTRUMENTS. **NI 9222**. [*S.l.*], 2016. Disponível em: `https://www.ni.com/pdf/manuals/374210a_02.pdf`. Acesso em: 13 ago. 2021.

NATIONAL INSTRUMENTS. **NI 9403**. [*S.l.*], 2015. Disponível em: `https://www.ni.com/pdf/manuals/374069a_02.pdf`. Acesso em: 13 ago. 2021.

OTHMAN, N. T. A; TAKEI, M. **Industrial tomography: Systems and applications**. [*S.l.*]: Woodhead Publishing Series in Electronic e Optical Materials, 2015. Application of tomography in microreactors, p. 667–692.

PAGANO, D. J.; MOTA, F. R. M. da; STASIAK, M. E. Instrumentação para Medição de Vazão Multifásica em Sistemas de Produção de Petróleo. **PPGEAS**, Universidade Federal de Santa Catarina, v. 3, p. 36–41, 2021.

ROSA, Eugênio S. **Escoamento Multifásico Isotérmico: Modelo de Multifluidos e de Mistura**. Porto Alegre: Bookman, 2012.

SAIED, Imran; MERIBOUT, Mahmoud. Electronic hardware design of electrical capacitance tomography systems. **Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, v. 374, jun. 2016.

SHAFQUET, A.; ISMAIL, I. Measurement of void fraction by using electrical capacitance sensor and differential pressure in air-water bubble flow. **4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems)**, v. 2, p. 576–581, 2012.

SHEN, Jingjing; MENG, Shuanghe; YE, Mao; YANG, Wuqiang; LIU, Zhongmin. 3D image reconstruction using an ECT sensor with a single layer of electrodes. **Measurement Science and Technology**, IOP Publishing, v. 31, n. 8, p. 085106, mai. 2020.

SILVA, M. J. da; SOUSA, F. R. de; SANTOS, E. N. dos; PAGANO, D. J.; LIMA ÁVILA, H. E. de; MOTA, F. R. M. da. Multiphase flow instrumentation and measurement research in Brazil. **IEEE Instrumentation Measurement Magazine**, v. 20, n. 2, p. 57–62, 2017.

SOMERSALO, Erkki; CHENEY, Margaret; ISAACSON, David. Existence and uniqueness for electrode models for electric current computed tomography. **Society for Industrial and Applied Mathematics**, p. 1023–1040, ago. 1992.

STYRA, D.; BABOUT, L. Improvement of AC-based Electrical Capacitance Tomography Hardware. **Elektronika Ir Elektrotechnika**, v. 103, p. 47–50, 2010.

SUN, S.; CAO, Z.; HUANG, A.; XU, L.; YANG, W. A High-Speed Digital Electrical Capacitance Tomography System Combining Digital Recursive Demodulation and Parallel Capacitance Measurement. **IEEE Sensors Journal**, v. 17, n. 20, p. 6690–6698, 2017.

TAITEL, Yemada; DUKLER, A. E. A model for predicting flow regime transitions in horizontal and near horizontal gas-liquid flow. **AIChE Journal**, v. 22, n. 1, p. 47–55, 1976.

VOSS, Antti; SEPPÄNEN, Aku; SILTANEN, Samuli; SALOKANGAS, Lauri; DJEBAR, Baroudi. Imaging of moisture content in wood using electrical capacitance tomography, ago. 2016.

WANG, Baoliang; JI, Haifeng; HUANG, Zhiyao; LI, Haiqing. A high-speed data acquisition system for ECT based on the differential sampling method. **IEEE Sensors Journal**, v. 5, n. 2, p. 308–312, 2005.

WANG, Huaxiang; XIN, Shan; ZHANG. New progress of the digital electrical capacitance tomography system for gas/liquid two phase flow. **IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques**, p. 37–40, mai. 2009.

WATERFALL, R C; HE, R; WHITE, N B; BECK, C M. Combustion imaging from electrical impedance measurements. **Measurement Science and Technology**, IOP Publishing, v. 7, n. 3, p. 369–374, mar. 1996.

XU, Lijun; SUN, Shijie; CAO, Zhang; YANG, Wuqiang. Performance analysis of a digital capacitance measuring circuit. **The Review of scientific instruments**, v. 86, 054703:1–11, mai. 2015.

YANG. Further developments in an ac-based capacitance tomography system. **Review of Scientific Instruments**, v. 72, n. 10, p. 3902–3907, 2001.

YANG. Hardware design of electrical capacitance tomography systems. **Measurement Science and Technology**, IOP Publishing, v. 7, n. 3, p. 225–232, mar. 1995.

YANG; STOTT; BECK. High frequency and high resolution capacitance measuring circuit for process tomography. **IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems**, v. 141, n. 3, p. 215–219, 1994.

YANG, W. Q.; PENG, L. Image reconstruction algorithms for electrical capacitance tomography. **Measurement Science and Technology**, v. 14, p. 1–13, dez. 2002.

YANG, W. Q.; STOTT, A. L.; BECK, M. S.; XIE, C. G. Development of capacitance tomographic imaging systems for oil pipeline measurements. **Review of Scientific Instruments**, v. 66, p. 4326–4332, abr. 1995.

YANG, W. Q.; STOTT, A. L.; GAMIO, J. C. Analysis of the effect of stray capacitance on an ac-based capacitance tomography transducer. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 52, n. 5, p. 1674–1681, 2003.

YANG, W. Q.; YORK, T. A. New AC-based capacitance tomography system. **IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology**, v. 146, n. 1, p. 47–53, 1999.

YUSUF, Arba'i; SUDIBYO, S.; SUDIANA, Dodi; TAMSIR, A.S.; MUTTAKIN, Imamul; WIDADA, W.; WARSITO, W. Switch configuration effect on stray capacitance in electrical capacitance volume tomography hardware. v. 14, p. 456–463, jun. 2016.

ZHOU, Haili; XU, Lijun; CAO, Zhang; FAN, Shangchun; PEI, Hong. A Digital Demodulation Method for Electrical Tomography Based on Sine Wave Rectification. **IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques Proceedings**, p. 558–561, jul. 2012.

ZHOU, Haili; XU, Lijun; CAO, Zhang; LIU, Xiaolei; LIU, Shi. A complex programmable logic device-based high-precision electrical capacitance tomography system. **Measurement Science and Technology**, v. 24, p. 074006, jul. 2013.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO COM AS CONEXÕES REALIZADAS NO CIRCUITO

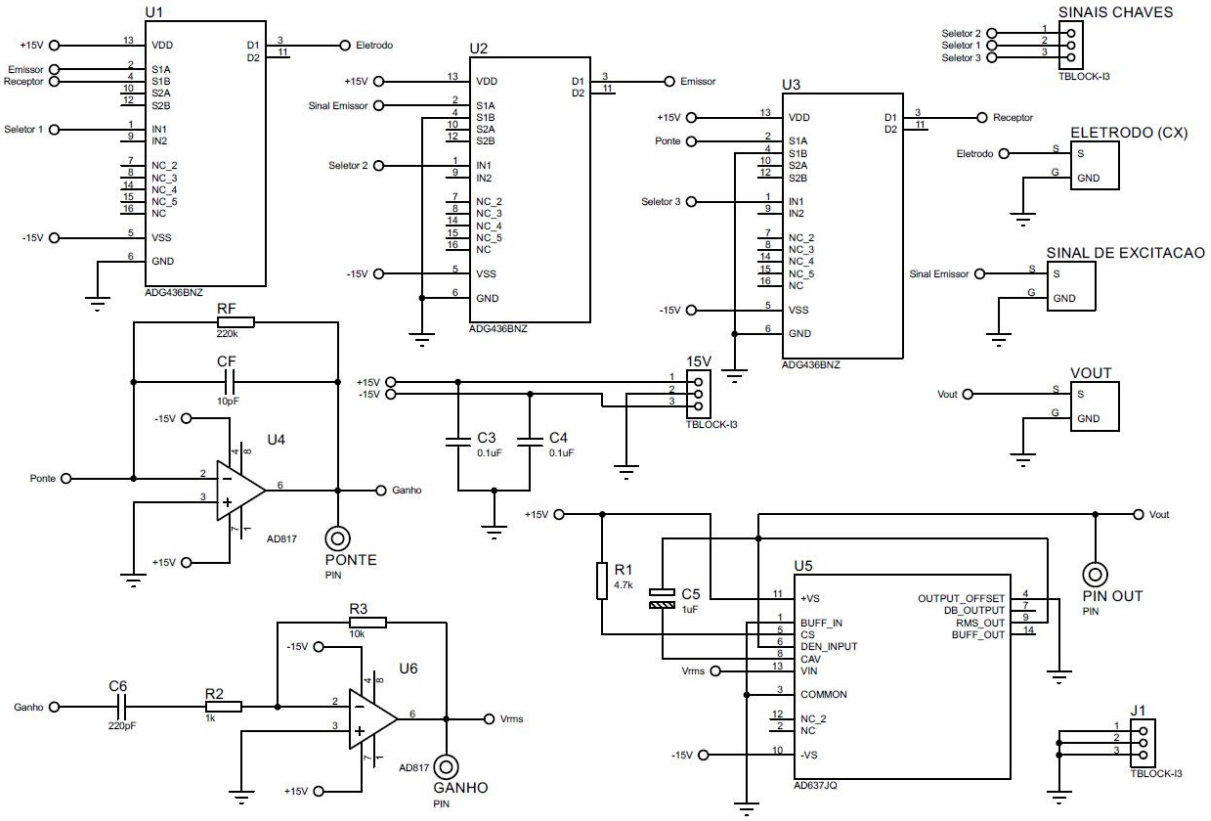


Figura 41 – Esquemático com as conexões realizadas no circuito.

APÊNDICE B – *LAYOUT* DO CIRCUITO ELETRÔNICO

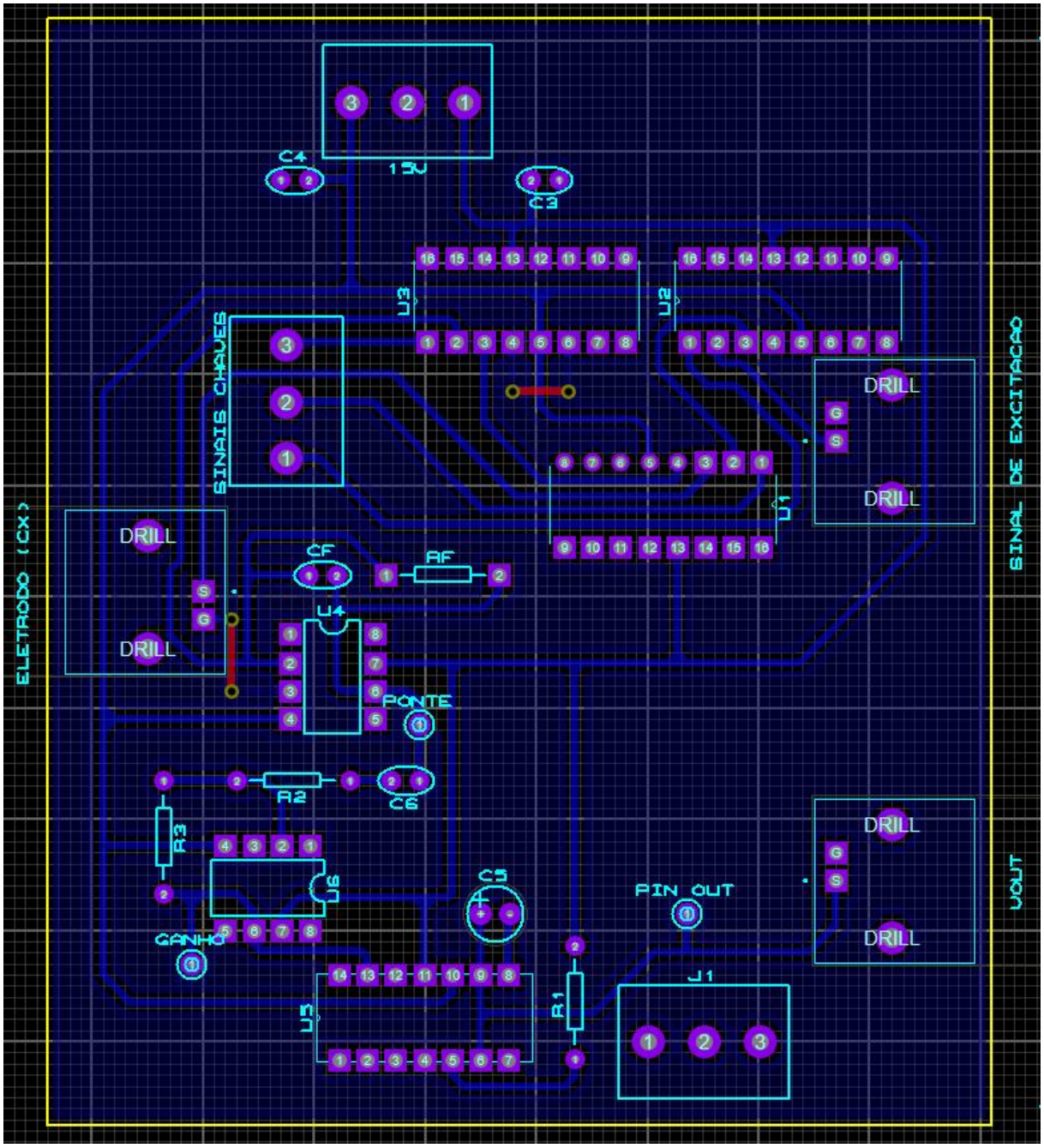


Figura 42 – *Layout* do circuito eletrônico.

APÊNDICE C – DIAGRAMAS DE BLOCOS DOS PROGRAMAS DESENVOLVIDOS NO LABVIEW

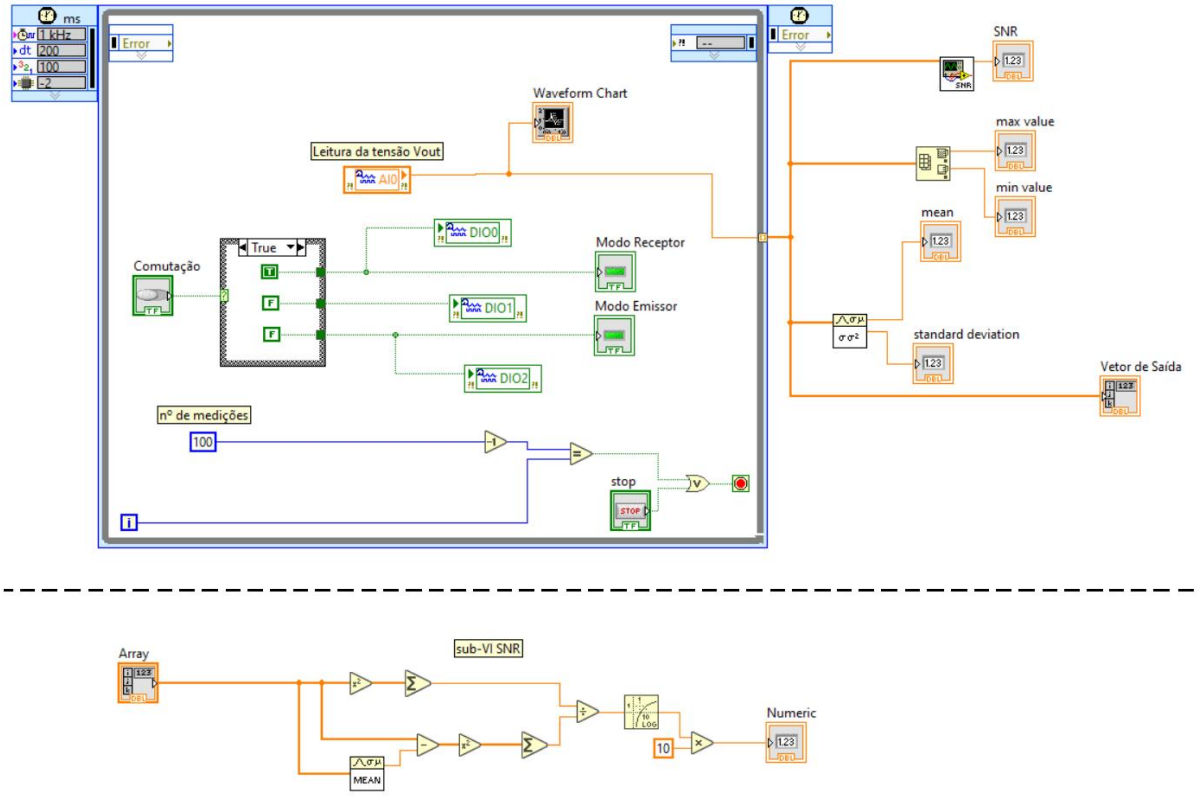


Figura 43 – Diagramas de Blocos dos programas desenvolvidos no LabVIEW.

APÊNDICE D – SIMULAÇÃO DOS ESTÁGIOS DO CIRCUITO.

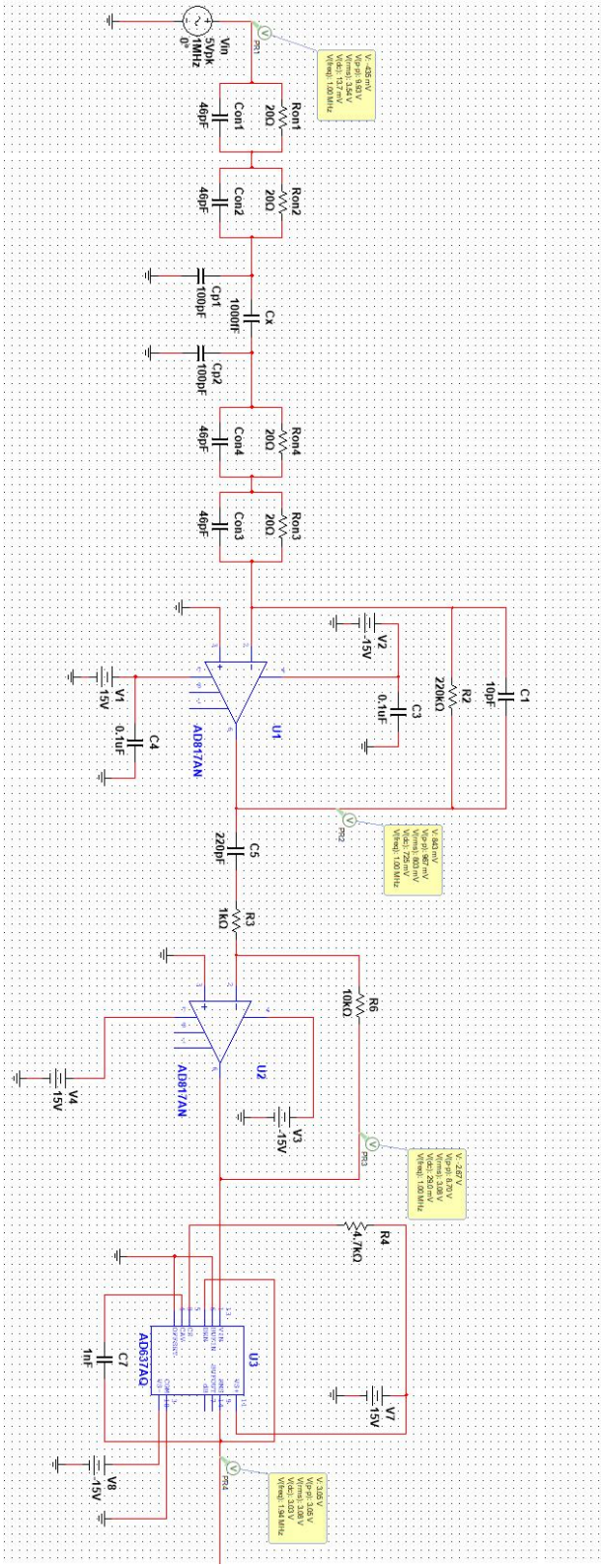


Figura 44 – Simulação dos estágios do circuito.

APÊNDICE E – VALORES DE TENSÃO DOS ENSAIOS REALIZADOS.

Par	100% ar (V)	50% óleo (V)	100% óleo (V)	inserção (V)
1-2	3,775	3,820	4,112	3,816
1-3	0,135	0,116	0,288	0,186
1-4	0,028	0,034	0,080	0,040
1-5	0,014	0,019	0,042	0,019
1-6	0,010	0,013	0,025	0,012
1-7	0,008	0,010	0,024	0,012
1-8	0,010	0,013	0,030	0,013
1-9	0,013	0,013	0,040	0,015
1-10	0,038	0,024	0,110	0,038
1-11	0,117	0,093	0,220	0,090
1-12	3,617	3,674	3,959	3,659
2-3	3,795	3,844	4,170	3,707
2-4	0,095	0,119	0,234	0,243
2-5	0,026	0,039	0,079	0,077
2-6	0,012	0,014	0,036	0,032
2-7	0,009	0,011	0,027	0,026
2-8	0,009	0,010	0,025	0,021
2-9	0,009	0,008	0,024	0,018
2-10	0,017	0,007	0,048	0,029
2-11	0,022	0,012	0,060	0,023
2-12	0,149	0,130	0,294	0,141
3-4	4,167	4,480	4,574	4,596
3-5	0,105	0,210	0,257	0,275
3-6	0,029	0,053	0,075	0,085
3-7	0,014	0,028	0,043	0,051
3-8	0,011	0,017	0,030	0,036
3-9	0,010	0,011	0,024	0,030
3-10	0,012	0,005	0,035	0,035
3-11	0,011	0,005	0,031	0,017
3-12	0,031	0,019	0,085	0,038
4-5	3,726	4,190	4,102	4,105
4-6	0,118	0,273	0,241	0,251
4-7	0,030	0,101	0,082	0,099
4-8	0,015	0,053	0,041	0,048
4-9	0,009	0,028	0,025	0,030
4-10	0,010	0,011	0,031	0,031
4-11	0,006	0,007	0,018	0,012
4-12	0,015	0,016	0,040	0,019
5-6	3,882	4,031	3,990	3,989
5-7	0,118	0,328	0,315	0,319
5-8	0,030	0,103	0,086	0,093
5-9	0,013	0,047	0,038	0,043
5-10	0,012	0,015	0,034	0,037
5-11	0,007	0,009	0,019	0,016
5-12	0,010	0,012	0,028	0,013
6-7	3,744	4,101	4,175	4,085
6-8	0,096	0,252	0,239	0,239
6-9	0,023	0,079	0,068	0,074
6-10	0,014	0,021	0,041	0,050
6-11	0,006	0,008	0,018	0,014
6-12	0,008	0,006	0,022	0,009
7-8	4,028	4,433	4,390	4,402
7-9	0,096	0,257	0,231	0,242
7-10	0,033	0,052	0,116	0,104
7-11	0,011	0,012	0,034	0,024
7-12	0,010	0,011	0,033	0,015
8-9	3,772	4,178	4,086	4,086
8-10	0,165	0,230	0,322	0,344
8-11	0,021	0,029	0,060	0,053
8-12	0,015	0,019	0,044	0,023
9-10	3,760	3,824	4,073	4,090
9-11	0,076	0,078	0,177	0,159
9-12	0,030	0,030	0,077	0,038
10-11	3,259	3,407	3,497	3,530
10-12	0,273	0,249	0,436	0,304
11-12	2,782	2,819	2,996	2,761

Figura 45 – Valores de tensão dos ensaios realizados

APÊNDICE F – VALORES DE SNR DOS ENSAIOS REALIZADOS.

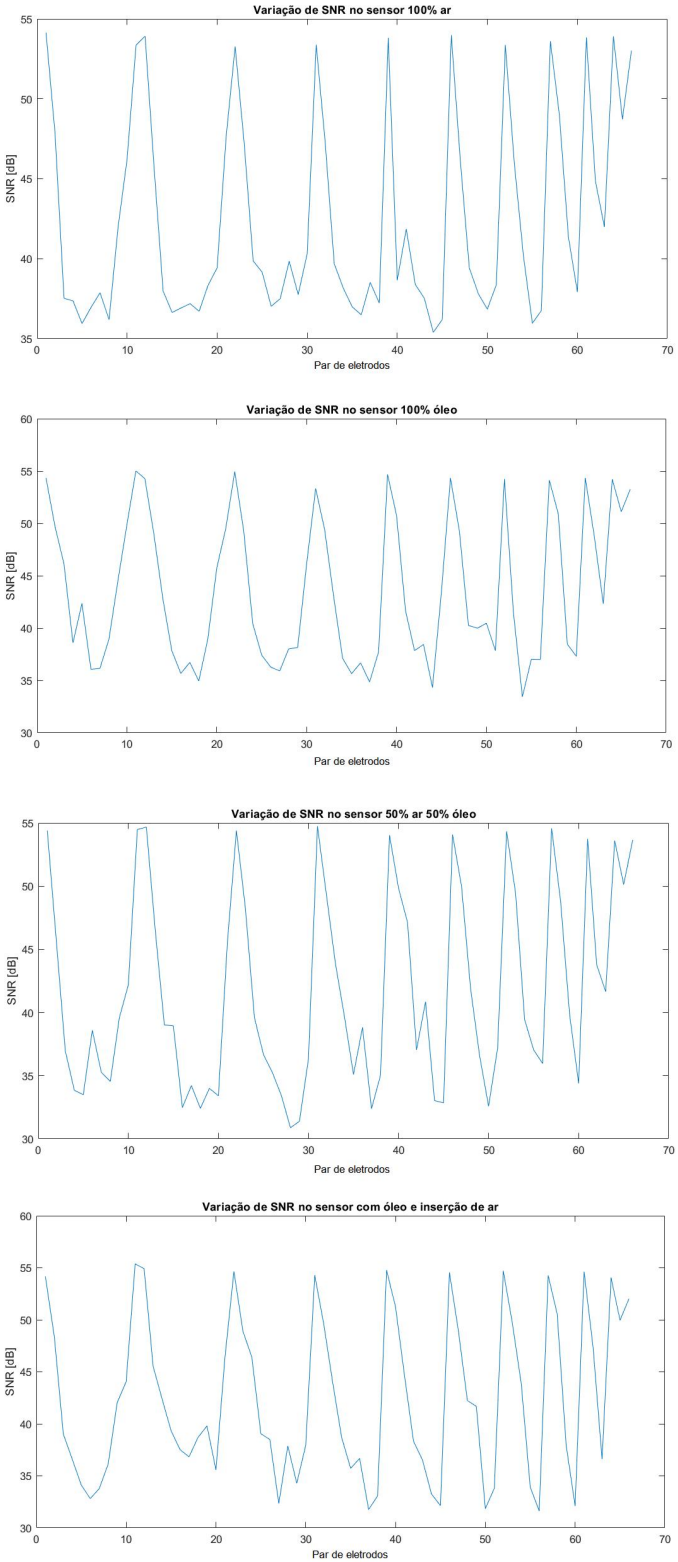


Figura 46 – Valores de SNR dos ensaios realizados