

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

RAIFF SALES DA FONSECA

MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BASEADA EM SENSORES CAPACITIVOS
INTERDIGITAIS

CURITIBA

2019

RAIFF SALES DA FONSECA

MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BASEADA EM SENSORES CAPACITIVOS
INTERDIGITAIS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Sistemas Eletrônicos, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como parte das exigências para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro

CURITIBA

2019

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

F676m Fonseca, Raiff Sales da
Medição de impedância baseada em sensores capacitivos
interdigitais [recurso eletrônico] / Raiff Sales da Fonseca – Curitiba,
2019.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de
Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro

1. Capacitores. 2. Sensores. 3. Impedância (Eletricidade). I.
Universidade Federal do Paraná. II. Ribeiro, Eduardo Parente. III.
Título.

CDD: 621.34

Bibliotecária: Roseny Rivelini Morciani CRB-9/1585



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **RAIFF SALES DA FONSECA** intitulada: **MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BASEADA EM SENSORES CAPACITIVOS INTERDIGITAIS**, sob orientação do Prof. Dr. EDUARDO PARENTE RIBEIRO, que após ter inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua **APROVAÇÃO** no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

CURITIBA, 29 de Agosto de 2019.

EDUARDO PARENTE RIBEIRO

Presidente da Banca Examinadora (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

PAULO JOSÉ ABATTI

Avaliador Externo (null)

CÉSAR AUGUSTO DARTORA

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

AGRADECIMENTOS

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

Deixo registrados meus agradecimentos ao Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro, pela dedicação, apoio e orientação durante todo o processo de pesquisa e no desenvolvimento das atividades do programa de mestrado. Também agradeço aos meus pais, amigos e familiares que, de uma forma ou de outra, me deram suporte e estrutura para prosseguir até o final, especialmente aos colegas Rafael da Silva Ferraz, Diogo Miyazaki e Rafael Gonçalves do Laboratório de Magnetismo, Medidas e Instrumentação – LAMMI/DELT, que deram fundamental apoio ao prosseguimento do trabalho. Finalmente, aos professores e alunos do Laboratório de Inovação Tecnológica em Sensores – LITS/FISICA.

RESUMO

A poluição de rios e mares constitui problema ambiental grave para governos e a sociedade em geral. Os processos atuais de monitoramento da qualidade ou detecção de poluentes na água ainda são caros e lentos. O desenvolvimento de sensores e sistemas de aquisição para obter dados confiáveis, em tempo real e com custos reduzidos é importante para tornar possível ou mais acessível esse tipo de avaliação. A presente pesquisa refere-se ao desenvolvimento de um sistema de medição de impedância baseado em sensor capacitivo interdigital aplicado ao levantamento de parâmetros que auxiliem na avaliação da qualidade da água. Esse tipo de medição capacitiva já foi testado e empregado em algumas aplicações industriais e laboratoriais, obtendo bons resultados, principalmente na detecção de umidade. Porém, poucos trabalhos ou estudos reportam a utilização para monitoramento ou avaliação de parâmetros da água. O sistema proposto utiliza a técnica *Lock-In* digital no limite do critério de Nyquist. Essa técnica permite o uso de processadores de menor velocidade, mas com desempenho comparável a dos amplificadores *Lock-In* tradicionais.

Palavras-chave: Sensores Capacitivos Interdigitais, Amplificador *Lock-In*, Impedância, Capacitância.

ABSTRACT

Sea and river pollution is a serious environmental problem for governments and society at large. Today's water quality monitoring or pollutant detection processes are still expensive and slow. Developing sensors and acquisition systems for reliable, real-time, cost-effective data is important to make this type of assessment possible or more accessible. The present research refers to the development of an impedance measurement system based on an interdigital capacitive sensor applied to the survey of parameters that help in the evaluation of water quality. This type of capacitive measurement has already been tested and used in some industrial and laboratory applications, obtaining good results, especially in moisture detection. However, few studies report on the use for monitoring or evaluation of water parameters. The proposed system uses a digital Lock-In technique at the Nyquist limit. This technique allows the use of slower processors, but with performance comparable to traditional Lock-In amplifiers.

Key words: Interdigital Capacitive Sensors, *Lock-In* Amplifier, Impedance, Capacitance.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Representação básica de um capacitor.....	15
Figura 2 - Modelo básico de capacitor de placas paralelas.....	16
Figura 3 - Representação das linhas de campo elétrico em um capacitor de placas paralelas.....	17
Figura 4 - Representação de um capacitor de placas coplanares.....	18
Figura 5 - Modelo de sensor interdigital.	19
Figura 6 - Representação de um sensor interdigital retangular e seus subcomponentes.	20
Figura 7 - Circuito equivalente da célula de Randle.....	21
Figura 8 - Curva característica de Nyquist de uma célula Randles (A: região de mais alta frequência (kHz), B: região de frequência mais baixa(Hz)).	22
Figura 9 - Diagrama de blocos de um LIA clássico.	24
Figura 10 - Exemplo de amostragem para o Lock-In proposto.....	25
Figura 11 - Interface de usuário do software desenvolvido para projeto de sensores capacitivos interdigitais.	31
Figura 12 – Imagem ilustrativa de esquemático exemplo do sensor interdigital gerado pelo software desenvolvido.	31
Figura 13 – Sensor exemplo projetado a partir do software. (Moeda para fins de comparação de tamanho)	32
Figura 14 – Acima, sensor coberto por fita isolante preta e abaixo, sensor sem isolamento.	33
Figura 15 - Materiais para deposição de PDMS. À esquerda, o sensor a receber a mistura, ao centro, um béquer para concentrar a massa de PDMS e à direita uma espátula/colher metálica para auxiliar no processo de mistura.	34
Figura 16 - Sensor isolado eletricamente por verniz. (Moeda para fins de comparação do tamanho).....	35
Figura 17 - Diagrama em blocos do sistema de aquisição de medidas.	35
Figura 18 - Esquemático simplificado do microcontrolador TM4C123GH6PM.....	37
Figura 19 - Fluxograma do firmware para o subsistema CPPE com a rotina inicial à esquerda e as de interrupção logo à direita.	38
Figura 20 - Fluxograma da sub-rotina do processo de Aquisição e Médias.....	39
Figura 21 - Esquemático do subsistema GSFC.	40

Figura 22 - Esquemático do subsistema CC.....	42
Figura 23 - Esquemático circuito de aquisição e sensor.	43
Figura 24 - Valores de capacitância para 11 valores diferentes de capacitância.....	46
Figura 25 - Erro relativo das medidas de capacitância entre sistema proposto e equipamento comercial e sua relativa interpolação linear.....	46
Figura 26 - Medidas de impedância para o LCR Meter e o sistema Lock-In proposto.	47
Figura 27 - Erro relativo entre medidas do módulo de impedância para o LCR Meter e o Sistema Lock-In proposto.....	47
Figura 28 - Sensor utilizado na etapa de testes.	48
Figura 29 - Diagrama de experimento para o sensor submerso em água destilada. Dimensões em mm.	49
Figura 30 – Módulo de impedância do sensor por volume de água com repetibilidade do processo de amostragem.....	49
Figura 31 – Capacitância do sensor por volume de água com repetibilidade do processo de amostragem.....	50
Figura 32 – Módulo de impedância do sensor por volume de água.....	51
Figura 33 – Módulo de impedância do sensor por volume de água.....	51
Figura 34 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.	52
Figura 35 - Medida de capacitância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.....	52
Figura 36 - Medida de capacitância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.....	53
Figura 37 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.	54
Figura 38 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital (sem isolamento) para diferentes concentrações de cloro	55
Figura 39 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital (Sem isolamento) para diferentes concentrações de sal.	56
Figura 40 - Curva de Nyquist para o caso da solução de sal.	57
Figura 41 - Curva de Nyquist obtida para soluções de água salgada a partir de sensor capacitivo interdigital. A legenda denota concentrações de sal em unidade psu.	57
Figura 42 - Curva teórica de Nyquist.....	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação matemática entre LIA proposto e tradicional.....	25
Tabela 2 - Tabela com sequência de comandos para configuração do AD9833.	41

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Objetivo Geral	13
1.2	Objetivos Específicos	13
1.3	Estrutura do trabalho.....	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	15
2.1	Capacitância	15
2.2	Capacitor de placas paralelas	16
2.3	Efeito das bordas	17
2.4	Capacitores de placas coplanares	18
2.5	Sensores capacitivos interdigitais	19
2.5.1	Caracterização da capacitância pelo método descrito por Bahl (2003). 19	
2.5.2	Circuito equivalente da célula de Randles e a curva de Nyquist	21
2.6	Polarização de materiais	22
2.7	Polímeros isolantes	23
2.8	Amplificador Lock-In (LIA).....	24
2.9	Amplificador Lock-In digital de Nyquist.....	24
3	REVISÃO DE LITERATURA	26
3.1	Parâmetros construtivos do sensor	26
3.2	Técnicas de medida	27
3.2.1	Espectroscopia de impedância	27
3.2.2	Sensores de condutividade da água.....	28
4	DESENVOLVIMENTO	30
4.1	Projeto do sensor capacitivo interdigital	30
4.2.1	Isolação do sensor.....	32
4.2	Sistema de medição.....	35
4.3.1	Controle de processos, processamento e envio de dados.	36

4.3.2	Circuito de geração de sinais com frequência controlada.	40
4.3.3	Circuito de comparação.	42
4.3.4	Circuito de aquisição e sensor.	43
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO	45
5.1	Medidas de componentes passivos	45
5.2	Resultados teóricos e experimentais.	48
5.2.1	Fita isolante	49
5.2.2	PDMS	51
5.2.3	Verniz	53
5.2.4	Testes com soluto.	54
	CONCLUSÃO.	59
	REFERÊNCIAS.	60

1 INTRODUÇÃO

Medidas de impedância e condutividade fornecem parâmetros importantes para processos de avaliação da qualidade da água (RAMOS et al., 2014), de alimentos (Angkawisittpan e Manasri, 2012) (Beullens et al., 2006) e bebidas (Ivarsson et al., 2001) (Bleibaum et al., 2002) (Novakowski, 2011); na avaliação de degradação de óleos e gorduras (An e Hsiung, 2009); na determinação do teor de umidade do solo (Mcintosh e Casada, 2008) (Singh et al., 2014) e de grãos (Bessa, 2013); dentre outras aplicações.

Sensores capacitivos interdigitais têm apresentado bons resultados na medição de reatância para diversas aplicações (Bleibaum, 2002) (Tian, 2007) (Cole, 2011) (Beullens et al., 2008). Recentes avanços nas áreas de testes não destrutivos (NDT), sistemas micro eletromecânicos (MEMS), telecomunicações, sensoriamento químico, piezo acústica e biotecnologia envolveram o estudo e aplicação de sensores capacitivos interdigitais em diferentes formas. São utilizados normalmente para verificar propriedades próximas à sua superfície como permissividade, permeabilidade e condutividade de materiais.

O termo interdigital, referenciado com frequência ao longo do trabalho, se refere à geometria periódica de condutores em um plano com o padrão de dedos entrelaçados de maneira a produzir um campo elétrico que penetre em um meio sob teste.

Segundo Mamishev et al. (2004), não é possível desenvolver um sensor universal com um algoritmo universal de estimação de parâmetros que irá prover máxima informação sobre todas as propriedades do material analisado. É necessário estabelecer essas relações e elaborar um algoritmo próprio para cada aplicação, da qual será exigida uma geometria ou propriedade específicas dos sensores interdigitais.

O desenvolvimento de sensores e sistemas de aquisição para obter dados confiáveis, em tempo real e com custos reduzidos é importante para tornar possível ou mais acessível a medição de impedância.

O trabalho de dissertação concentrou-se em medir impedância de sensores capacitivos a fim de analisar amostras de água e avançar na área de sensores e instrumentação eletrônica. A contribuição prática e central da pesquisa será o

desenvolvimento de um sistema de medida de baixo custo baseado em sensor capacitivo interdigital, através de técnicas avançadas de instrumentação eletrônica.

1.1 Objetivo Geral

O trabalho tem como objetivo central propor e testar um modelo de sensor interdigital aplicado à medição de impedância da água na presença de diferentes poluentes, bem como projetar e implementar seu sistema de aquisição, a fim de verificar viabilidade e desempenho.

1.2 Objetivos Específicos

Para que se possa alcançar o objetivo geral, foram propostos os seguintes objetivos específicos:

- Apresentar uma fundamentação teórica relacionada à problemática de medição de impedância da água com sensores interdigitais;
- Levantar o estado da arte dos sensores interdigitais e de seus sistemas de medição;
- Definir a topologia dos circuitos de medição, processamento e armazenamento;
- Aplicar e testar a técnica proposta de *Lock-In*;
- Realizar medidas experimentais utilizando amostras de água com parâmetros conhecidos (utilizando outros métodos) para validar o funcionamento do dispositivo desenvolvido ou pelo menos tornar possível a comparação com outros trabalhos;
- Apresentar, discutir e analisar os resultados obtidos a partir das medidas.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho foi dividido em 6 capítulos, incluindo este capítulo introdutório. Os demais são brevemente descritos a seguir.

- a) Capítulo 2: Trata dos conceitos básicos utilizados ao longo do trabalho e da teoria fundamental que os envolve. Adicionalmente, fornece a descrição das ferramentas eletrônicas e métodos matemáticos para caracterização e medição de sensores capacitivos interdigitais.

- b) Capítulo 3: Destaca e discute contribuições recentes de autores que publicaram trabalhos relacionados ao tema desta dissertação, revelando o estado da arte em termos do projeto e construção dos sensores e de suas técnicas de medida.

- c) Capítulo 4: Apresenta os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento do sistema de medição e no projeto do sensor capacitivo interdigital estudado. Neste capítulo, os circuitos são descritos em detalhe.

- d) Capítulo 5: Apresenta e discute os resultados obtidos pelos sistemas construídos no capítulo 4. Os tópicos são separados a partir da ordem convencional dos materiais sob avaliação para os testes.

- e) Capítulo 6: Por fim, o trabalho conclui a pesquisa e fornece perspectivas futuras de continuação do tema.

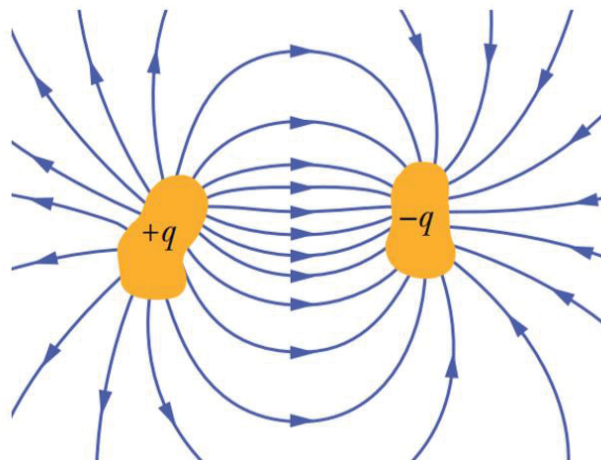
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A fim de apresentar embasamento teórico para o tema proposto neste trabalho, este capítulo trata de conceitos fundamentais de eletrônica, instrumentação e próprios do objeto de estudo.

2.1 Capacitância

Capacitância é entendida como a propriedade dos materiais em armazenar carga elétrica. Capacitor é, portanto, o dispositivo que utiliza essa propriedade, podendo variar em tamanho e formato, porém mantendo a configuração básica de dois condutores carregando valores iguais de carga, mas de natureza oposta, conforme exposto na figura 1.

Figura 1 - Representação básica de um capacitor.



Fonte: Halliday, Resnick e Walker (2011).

Capacitores possuem uma extensa variedade de aplicações em eletrônica abrangendo filtros de frequência, circuitos ressonantes, circuitos dependentes de frequência, sensores, correção de fator de potência, dentre outras.

No estado descarregado, a carga em cada um dos condutores no capacitor é zero. Durante o processo de carga, uma carga Q é movida de um condutor a outro de modo que um fica positivamente carregado ($+Q$) e o outro negativamente carregado

($-Q$). Uma diferença de potencial ΔV é, então, criada com o condutor carregado positivamente num potencial maior que o carregado negativamente.

Conforme descrevem Horowitz e Hill (1980), para o capacitor de placas paralelas, a quantidade de carga Q armazenada em um capacitor possui relação linear com ΔV em seus terminais. Dessa forma, pode-se escrever:

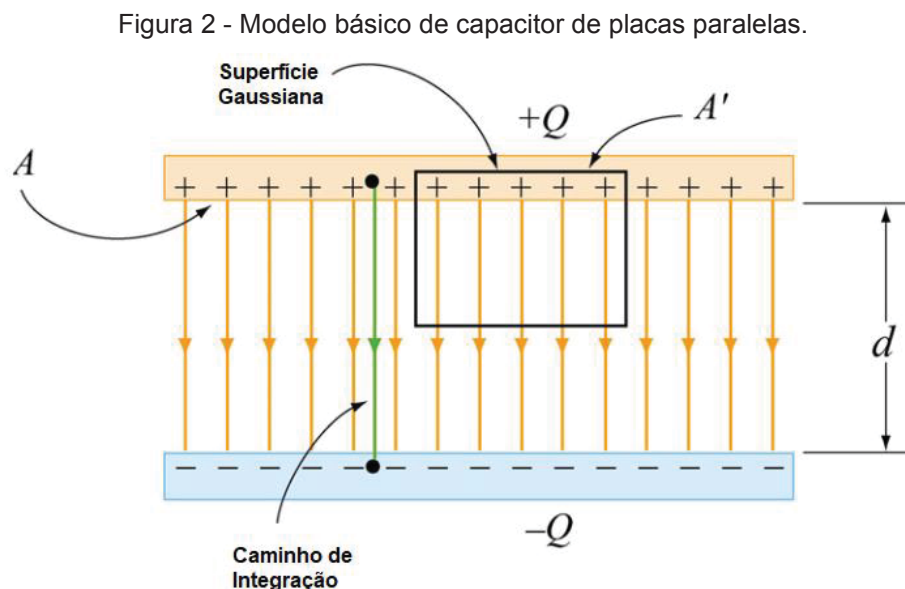
$$Q = C \cdot \Delta V ,$$

onde C é a constante de proporcionalidade que define o valor de capacitância, cuja unidade de medida segundo o sistema internacional (SI) é o *farad*.

2.2 Capacitor de placas paralelas

Este modelo de capacitor apresenta duas placas metálicas planas e paralelas com mesmas dimensões separadas por um material isolante (dielétrico). São utilizados diversos materiais como dielétricos, dentre os quais pode-se citar mica, porcelana, vidros, plásticos, ar, etc.

A figura 2 apresenta um desenho do capacitor acima descrito e seus principais elementos.



Fonte: Halliday, Resnick e Walker (2011).

Ignorando os efeitos de borda e considerando o caso ideal, em que as linhas de campo entre os condutores são retas e o limite onde as placas são infinitamente grandes, é possível determinar o cálculo da capacitância desse modelo com boa aproximação do valor real.

Conforme descrito por Halliday, Resnick e Walker (2011), a capacitância de um capacitor de placas paralelas separadas por uma distância d , permissividade do material dielétrico ϵ e área das placas A pode ser calculada por:

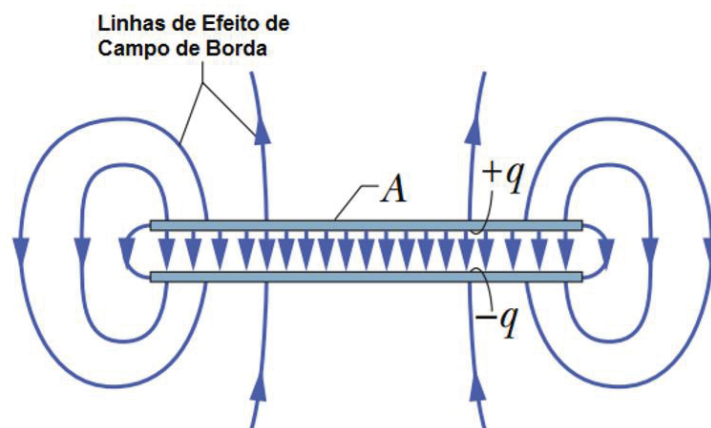
$$C = \epsilon \frac{A}{d}.$$

Nota-se por esse resultado que a capacitância é diretamente proporcional à área das placas e ao valor da permissividade elétrica do dielétrico, porém inversamente proporcional à distância entre as placas.

2.3 Efeito das bordas

Capacitores apresentam linhas de campo elétrico uniforme no espaço entre os condutores (Halliday, Resnick e Walker, 2011). Porém nas suas bordas surgem campos elétricos ao redor. A figura 3 mostra um corte transversal de um capacitor de placas paralelas evidenciando o efeito das bordas nas linhas de campo.

Figura 3 - Representação das linhas de campo elétrico em um capacitor de placas paralelas.



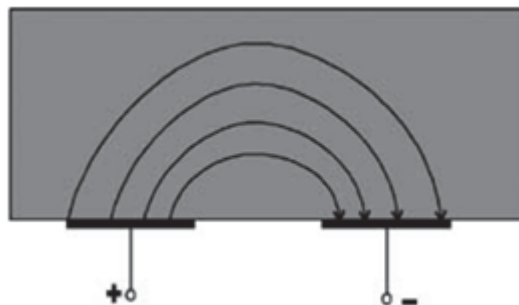
Fonte: Halliday, Resnick e Walker (2011).

O efeito da borda sobre o campo elétrico e a capacitância não é facilmente calculado e depende da geometria do capacitor. O campo elétrico das bordas foi primeiramente calculado e caracterizado por Maxwell (1873) e aprimorado por Rogowski e Steinhaus (1912). Essas contribuições fornecem ferramentas matemáticas para resolução dos efeitos de campo de borda quando as aproximações de condutores de tamanho infinito não podem ser feitas. Adicionalmente, são utilizadas por *softwares* como base para técnicas de simulação de campos elétricos e magnéticos, como por exemplo *conformal mapping*.

2.4 Capacitores de placas coplanares

Os capacitores de placas coplanares são constituídos basicamente por dois condutores metálicos posicionados horizontalmente lado a lado sobre um mesmo plano, separados por uma curta distância quando comparada com as dimensões dos eletrodos. A figura 4 mostra o modelo de capacitor descrito acima.

Figura 4 - Representação de um capacitor de placas coplanares.



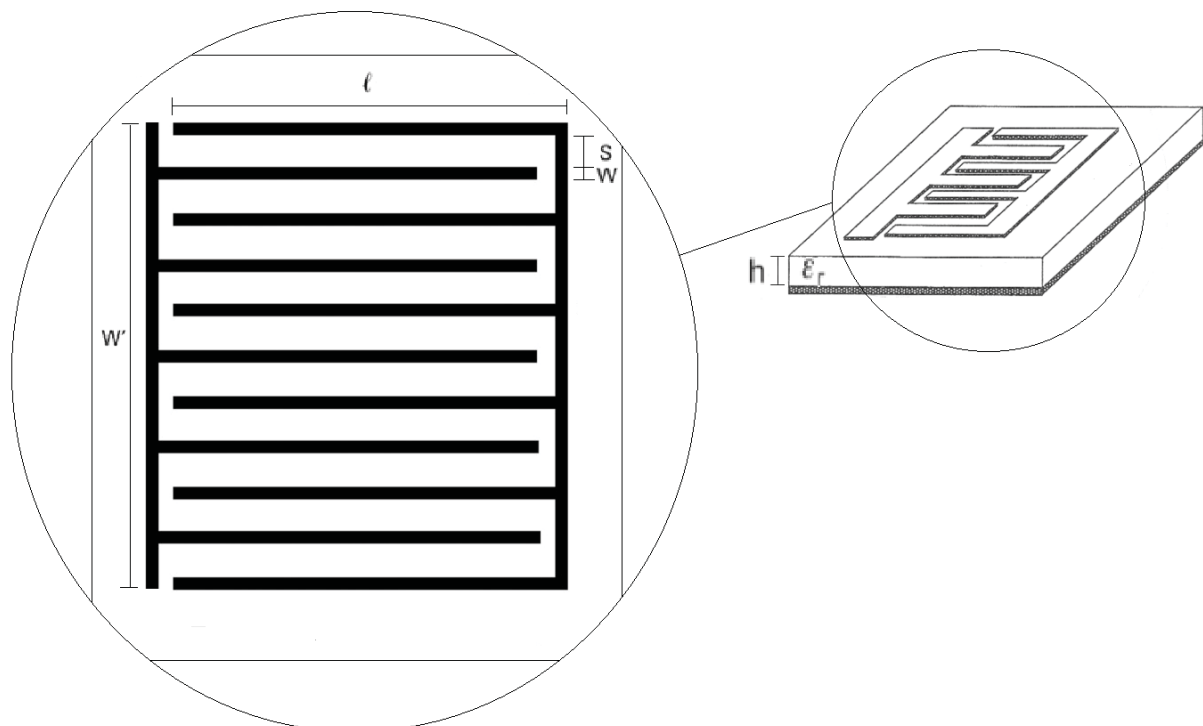
Fonte: Adaptado de Mamishev et al. (2004).

Nesta configuração, o campo elétrico se projeta para além do plano dos eletrodos, permitindo que as linhas de campo elétrico interajam com o meio ou material que esteja próximo o suficiente, alterando o valor da capacitância e, conseqüentemente, de sua reatância. Esta influência da capacitância ocorre de acordo com a permissividade elétrica do material sob teste (dielétrico). Devido a esse fato, esse modelo de capacitor permite seu uso como sensor em diferentes aplicações, como será apresentado em itens posteriores no projeto de um sensor interdigital.

2.5 Sensores capacitivos interdigitais

No contexto deste trabalho, sensores capacitivos interdigitais se referem a dispositivos com um padrão periódico digital de trilhas condutoras paralelas em um mesmo plano, conforme apresentado na figura 5 em conjunto com suas principais dimensões.

Figura 5 - Modelo de sensor interdigital.



Fonte: Adaptado de Bahl (2003).

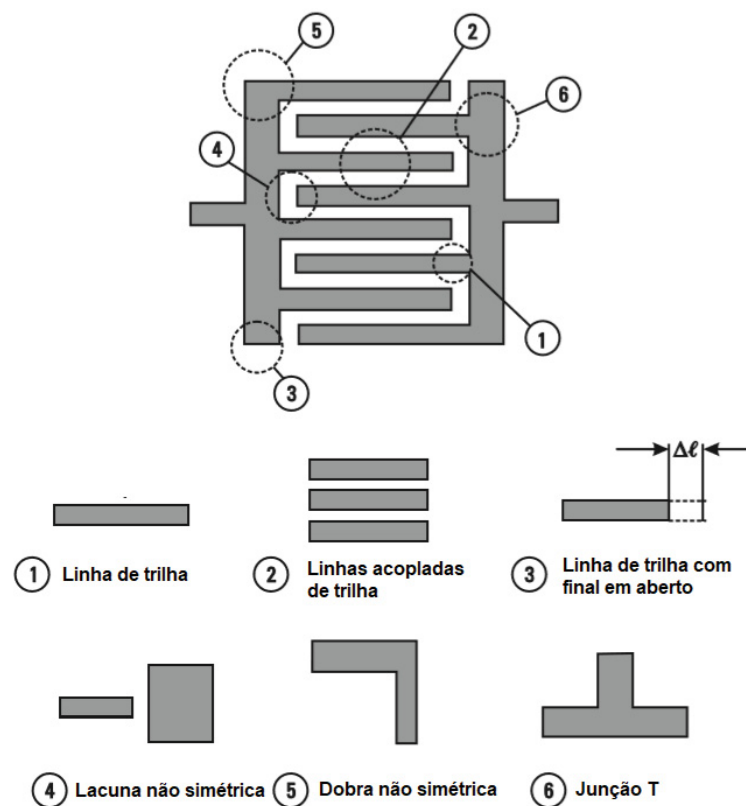
Uma vantagem conhecida dessa geometria em relação a sensores baseados em capacitor de placas paralelas é a imunidade a variações da distância entre os eletrodos, permitindo que o processo de aquisição seja menos suscetível a erros construtivos.

2.5.1 Caracterização da capacitância pelo método descrito por Bahl (2003).

Várias tentativas de análise e caracterização de capacitores interdigitais já foram realizadas ao longo do tempo e estão disponíveis na literatura. Mamishev et al. (2004) reuniram os fundamentos e definiram o estado da arte de sensores interdigitais

através do artigo de revisão intitulado “Interdigital Sensors and Transducer”. Uma das conclusões a que chegaram, a partir de estudos preliminares de Bahl (2003), é a de que para caracterizar os sensores interdigitais de forma mais precisa é necessário dividir a geometria completa em seções básicas de linhas de trilha, tais como as apresentadas na figura 6. A título de esclarecimento, a maioria dos trabalhos publicados a respeito dos sensores, tratam o subcomponente 1 (Linha de trilha) como “dedos”, do inglês “*fingers*”.

Figura 6 - Representação de um sensor interdigital retangular e seus subcomponentes.



Fonte: Adaptado de Bahl (2003).

Conforme deduzido por Garg, Bahl e Bozzi (1996), uma aproximação geral e analítica válida para a capacitância dessa geometria é a definida pela equação abaixo.

$$C = \frac{\epsilon_r + 1}{W'} l [(N - 3)A_1 + A_2]$$

Onde C é a capacitância por unidade de comprimento ao longo de W' , A_1 e A_2 são as capacitâncias por unidade de distância ao longo do comprimento dos

fingers, N o número de *fingers*, W e l dimensões destacadas no modelo da figura 5 em μm .

Em sensores cujo substrato (material que compõe a região abaixo dos capacitores coplanares) possui espessura infinita ou não apresenta plano terra, A_1 pode ser aproximado por $4.409 \times 10^{-6} \text{ pF}/\mu\text{m}$ e A_2 por $9.92 \times 10^{-6} \text{ pF}/\mu\text{m}$.

Para substratos de espessura finita, o efeito de h deve ser incluído no cálculo de A_1 e A_2 , conforme apresentado pelas equações que seguem, respectivamente.

$$A_1 = 4.409 \tanh \left[0.55 \left(\frac{h}{W} \right)^{0.45} \cdot 10^{-6} \right] \text{ pF}/\mu\text{m}$$

$$A_2 = 9.92 \tanh \left[0.52 \left(\frac{h}{W} \right)^{0.5} \cdot 10^{-6} \right] \text{ pF}/\mu\text{m}$$

Ainda demonstrado por Garg, Bahl e Bozzi (1996), a resistência série do sensor interdigital pode ser calculada pela equação abaixo.

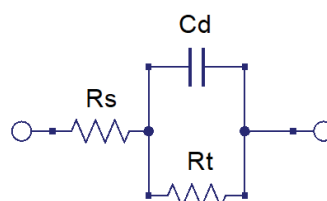
$$R = \frac{4}{3} \frac{l}{WN} R_s$$

Onde R_s representa a resistividade planar do condutor utilizado nos *fingers*, a qual é medida em $\Omega/\mu\text{m}^2$.

2.5.2 Circuito equivalente da célula de Randles e a curva de Nyquist

Dentre os modelos para eletrodos capacitivos com isolamento (*coated electrodes*), a célula de Randles, conforme introduzida por Randles e Somerton (1952), considera o circuito equivalente da figura 7 cujos parâmetros são obtidos a partir de sua curva de Nyquist ou das partes reais e imaginárias da impedância total.

Figura 7 - Circuito equivalente da célula de Randle.



Fonte: O autor (2019).

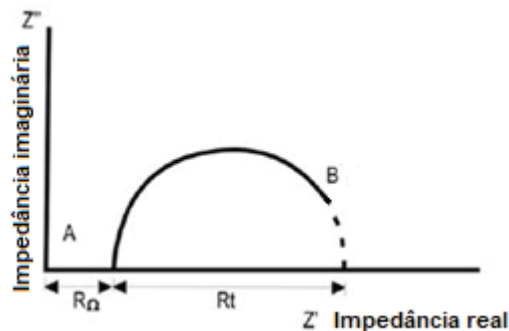
A impedância do circuito pode ser calculada fazendo uso das equações abaixo que representam o valor da parte real e imaginária, respectivamente.

$$Re Z = R_s + \frac{R_t}{1 + \omega^2 R_t^2 C_d^2}$$

$$Im Z = -\frac{\omega C_d R_t^2}{1 + \omega^2 R_t^2 C_d^2}$$

A curva de Nyquist pode representar a impedância complexa de eletrodos com isolamento a partir de suas componentes reais e imaginárias, em um dado intervalo de frequências. Um gráfico típico dessa representação, para células de Randles, pode ser visualizado na figura 8.

Figura 8 - Curva característica de Nyquist de uma célula Randles (A: região de mais alta frequência (kHz), B: região de frequência mais baixa(Hz)).



Fonte: Adaptado de Ribeiro, Souza e Abrantes (2015).

2.6 Polarização de materiais

A diferença fundamental entre um condutor e um dielétrico é que um condutor tem elétrons livres (fracamente ligados ao átomo), enquanto, em um dielétrico, os elétrons nas camadas mais externas estão fortemente ligados ao núcleo. Para qualquer material na ausência de um campo elétrico, os elétrons formam uma nuvem simétrica ao redor do núcleo, com o centro dessa nuvem no centro do núcleo. O campo elétrico gerado pelo núcleo carregado positivamente atrai a nuvem de elétrons

ao seu redor, e a repulsão mútua das nuvens de elétrons dos átomos adjacentes fornece à matéria sua forma.

Os elétrons em um condutor se comportam de maneira diferente quando da aplicação de um campo elétrico. Quando sujeitos a campos elétricos externos, os elétrons fracamente ligados no condutor podem saltar de um átomo ao outro, causando uma corrente elétrica. No entanto, isso não é possível em um dielétrico. Um campo externo não pode causar migração em massa de elétrons em um meio dielétrico, no entanto pode polarizar os seus átomos. Este processo envolve a distorção do centro da nuvem de elétrons e do núcleo, de modo que o átomo não é mais simétrico. Esta distorção faz com que a porção negativamente carregada do átomo seja deslocada da parte positiva, criando um dipolo onde o núcleo pode ser representado por carga $+Q$ e o centro de massa dos elétrons pode ser representado por carga $-Q$. Esse tipo de polarização é denominado polarização eletrônica. Assim, um campo aplicado externamente, provoca um campo elétrico induzido (devido à formação de dipolos), chamado de campo de polarização. Esse campo é menor em magnitude e oposto em direção em relação ao campo aplicado externamente. Aparentemente, o campo induzido tende a reduzir a magnitude do campo elétrico total no material. Este fator de redução no campo elétrico é referido como constante dielétrica do material.

2.7 Polímeros isolantes

O termo polímero se origina do grego e significa “muitas partes”. Conforme definido por Hiemenz e Lodge (2007), polímeros são moléculas grandes e de alto peso molecular compostas de unidades de repetição (monômeros), ligadas entre si para formar longas cadeias. As camadas poliméricas, revestidas em eletrodos para evitar a corrosão do metal, atuam como barreiras, separando o metal do meio circundante.

No entanto, a confiabilidade desses materiais é limitada em grande parte pelo fato de que, com o tempo, a difusão de íons através do revestimento pode estabelecer contato entre o meio e a superfície do eletrodo. Isto pode ter efeitos indesejados, particularmente, em aplicações de sensoriamento capacitivo onde a absorção de água pelo filme dielétrico pode afetar uma alteração em suas propriedades dielétricas. Absorção de água geralmente tende a aumentar a constante dielétrica do polímero. Isso pode levar a resultados errados na calibração do dispositivo. Outro efeito adverso

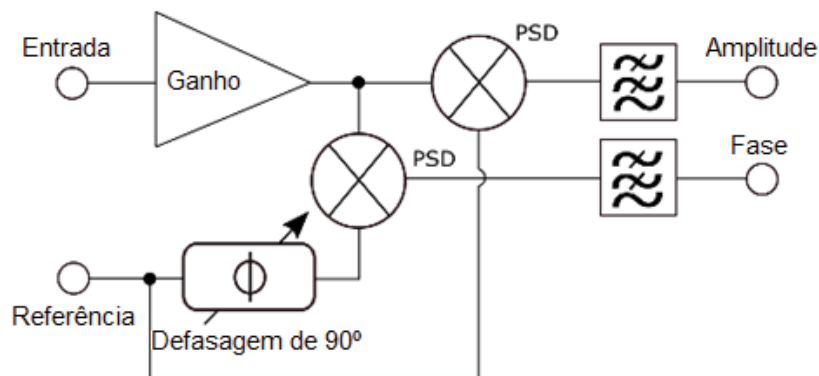
deste processo de difusão é a deformação na geometria do filme. As moléculas de água preenchem os vazios formados entre as cadeias poliméricas e, conseqüentemente, induzem o relaxamento ou, simplesmente, o inchaço do polímero. Isso efetivamente altera a espessura do filme dielétrico.

2.8 Amplificador Lock-In (LIA).

LIA é uma técnica de instrumentação usada em laboratórios para uma vasta variedade de propósitos, devido a sua capacidade de medir em uma única frequência sinais com muito ruído. É baseado em um detector sensível à fase (PSD) e deve ser configurado para operar em uma frequência.

O projeto de um LIA clássico é apresentado na figura 9. Dois sinais, um de referência e outro de entrada, são multiplicados em fase e em quadratura pelo PSD. Cada sinal resultante é então filtrado por um filtro passa baixas, cujo principal objetivo é cancelar componentes de alta frequência resultantes da multiplicação, como também ruído indesejado. Resultados em fase fornecem informação sobre a componente real e resultados em quadratura sobre a componente imaginária (Nunes, 2009).

Figura 9 - Diagrama de blocos de um LIA clássico.



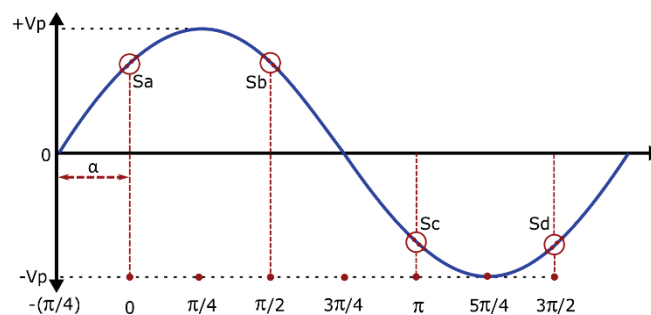
Fonte: O autor (2019).

2.9 Amplificador Lock-In digital de Nyquist

Este trabalho descreve a implementação de um sistema operando com um LIA digital nos limites da frequência de Nyquist como forma de diminuir custos e o uso de recursos, mantendo a performance comparável a de sistemas tradicionais.

Como apresentado na figura 10, o resultado em fase é obtido ao amostrar o sinal de entrada nas fases de 90° e 270° e computando sua diferença. O resultado em quadratura é obtido através de amostragem do sinal de entrada nas fases 0° e 180° novamente, computando sua diferença.

Figura 10 - Exemplo de amostragem para o Lock-In proposto.



Fonte: Nardi (2017).

Matematicamente, as saídas do PSD proposto e do tradicional são comparadas na tabela 1 para uma função senoidal genérica, conforme calculado por Nardi (2017).

Tabela 1 - Comparação matemática entre LIA proposto e tradicional.

LIA	Tradicional	Proposto
Em fase	$V = \frac{V_p}{2} \cos(\theta)$	$V = 2V_p \cos(\theta)$
Quadratura	$V = \frac{V_p}{2} \cos(\theta - \frac{\pi}{2})$	$V = 2V_p \cos(\theta - \frac{\pi}{2})$
Tensão máx. De saída	$V = \frac{V_p}{2}$	$V = 2V_p$
Frequência de amostragem mínima	$10. f_{nf}$	$2. f_{nf}$
Operação matemática	Multiplicação	Subtração

Fonte: Nardi. (2017).

3 REVISÃO DE LITERATURA

Atualmente são utilizados inúmeros métodos para extração de parâmetros de materiais dielétricos, bem como para sensoriamento baseado em sistemas capacitivos, porém a maior parte dos estudos com sensores interdigitais está concentrada na análise de meios biológicos (sangue, pele, tecidos, células), do solo e de substâncias químicas para aplicações farmacêuticas e da indústria de alimentos. A fim de apresentar uma revisão do estado da arte para sistemas de medição de impedância e estimação de propriedades dielétricas com sensores capacitivos interdigitais, foram colocados os tópicos das seções que seguem.

3.1 Parâmetros construtivos do sensor

Sensores capacitivos interdigitais são usados para avaliação não destrutiva das propriedades elétricas dos materiais e sua sensibilidade e seletividade dependem da geometria e técnica de medição previstas em projeto.

Conforme destacam Mamishev et al. (2004), geometrias que aplicam o conceito de sensor “three-wavelength” são objeto de estudo recente. Neste caso, *wavelength* refere-se à periodicidade espacial da estrutura do sensor interdigital, isto é, a distância entre *fingers* vizinhos.

Exemplos recentes de aplicações desse conceito também são discutidas por Mamishev et al. (2004) para o caso de monitoramento de processos de difusão de umidade.

As principais ferramentas de projeto para sensores capacitivos interdigitais utilizadas na literatura são simuladores de campos eletromagnéticos e de parâmetros físicos e elétricos baseados nas técnicas de *conformal mapping*, métodos dos elementos finitos e geração de redes *mesh*.

Por meio da pesquisa apresentada por Mamishev et al. (2004), pode-se verificar que a escolha dos materiais envolvidos na fabricação do sensor capacitivo interdigital depende fundamentalmente da aplicação. Segundo esses autores, as propriedades físicas que se preveem em projeto, como rigidez mecânica, hidrofobia dos materiais, escala do substrato (cm ou mm) devem atender satisfatoriamente a aplicação específica.

Dentre os principais sensores encontrados na literatura nos quais essas técnicas são baseadas, pode-se separá-los nas seguintes categorias: Sensores de contato ou eletrodos (RIPKA, 2003), sensores interdigitais (FOUGERE, 2000) e sensores indutivos (KARBEYAZ e GENÇER, 2003).

Conforme descrito por RAMOS et al. (2014), sensores de contato possuem, tipicamente, dois a quatro eletrodos e tem a condutividade (σ) alterada entre seus terminais de maneira diretamente proporcional à condutância ($1/R$). O coeficiente de proporcionalidade depende da geometria adotada para o sensor e deve ser projetada para cada aplicação. Sensores indutivos possuem geralmente duas bobinas protegidas com material não condutor, nas quais a primeira induz uma corrente cuja intensidade é detectada pela segunda e é proporcional à condutância do material sob teste.

3.2 Técnicas de medida

3.2.1 Espectroscopia de impedância

Uma técnica recorrente na medição de impedância de sensores capacitivos interdigitais tem sido a de espectroscopia, na qual analisa-se diferentes medidas de impedância ao longo de um intervalo definido de frequência a fim de levantar parâmetros dielétricos. Suas principais aplicações são encontradas em processos de teste de células combustíveis, interação biomolecular e caracterização microestrutural, devido ao avanço tecnológico recente que permite operação em altas frequências necessárias na análise dessas aplicações. Exemplos de aplicações recentes de espectroscopia para altas frequências são apresentadas por Gerstl et al. (2011), Burczyk e Darowicki (2018).

Nesta técnica, a impedância é determinada ao se aplicar um sinal senoidal de excitação em baixas amplitudes sobre um material. O sinal resultante da medida acompanha a frequência do sinal de entrada, porém com um atraso na fase.

O presente trabalho adota um sistema eletrônico próprio de medida baseado em microcontroladores com projeto similar ao apresentado por Bengtsson (2012), porém utiliza-se de *Lock-In* Digital operando no limite de Nyquist e que possui flexibilidade para introduzir algoritmo de espectroscopia de impedância até 40kHz (conforme testado previamente com precisão fixa).

3.2.2 Sensores de condutividade da água

Ramos et al (2014) descreveram a implementação de um sensor de condutividade da água baseado no método de quatro eletrodos, dos quais dois geram um sinal senoidal de excitação de campo elétrico e os outros dois são para medição de tensão. Os eletrodos são considerados como impedâncias no esquema elétrico do circuito.

Dentre as vantagens desse sistema, destacam-se a minimização de efeitos de incrustação do eletrodo e de polarização das moléculas de água na superfície. Adicionalmente, esse tipo de sistema permite diminuição de distúrbios externos devido a sua configuração tubular e à disposição dos eletrodos.

A condutividade para essa topologia é definida pela equação abaixo, a qual relaciona condutividade σ com o fator de célula K_c e a resistência R medida.

$$\sigma = K_c \frac{1}{R}$$

O fator de célula é definido por parâmetros da geometria e disposição dos eletrodos no sistema e deve ser decidido no projeto com base em informações de condutividade e resistência obtidas *a priori* sobre o material em teste.

Uma outra abordagem similar foi desenvolvida por Sophocleous e Atkinson (2015), na qual descrevem um sistema de seis eletrodos, dos quais dois pares mais afastados são capacitores de placas paralelas responsáveis pela geração do campo elétrico variável e o outro par é um capacitor de placas paralelas posicionado ao centro responsável pela leitura de tensão.

Essa geometria minimiza os efeitos de borda devido à posição dos eletrodos de medição entre os dois geradores de campo elétrico. Adicionalmente, o efeito de qualquer rotação ou inclinação relativa dos substratos que contém os eletrodos será cancelado.

Esse sistema apresentou resposta linear para condutividades acima de 0.5 mS/m, confirmando sua aplicabilidade em processos de avaliação e monitoramento do solo, o qual geralmente apresenta alta concentração de íons (alta condutância).

Em outra abordagem, Angkawisittpan e Mansri (2012) desenvolveram um sistema de medida para determinação da concentração de açúcar através de espectrometria aplicada a sensores capacitivos interdigitais, como similarmente é feito para diversas outras aplicações como apresentado por Varshney e Li (2009) e Radke e Alocilja (2004) para a detecção de células bacterianas, reconhecimento de líquidos por Rukavina (2014), dentre outros.

Uma vantagem conhecida dessa geometria em relação ao capacitor de placas paralelas é a imunidade a variações da distância entre os eletrodos, permitindo que o processo de aquisição seja menos suscetível a erros e mais fácil de construir.

Com relação às propriedades do sensor interdigital, Mamishev et al. (2004) ressalta que permite o controle da intensidade do sinal de saída ao se alterarem variáveis construtivas como área do sensor, número de trilhas e espaçamento entre elas; Também possuem capacidade de perceber mudanças do dielétrico do meio em área próxima à superfície; Variações do dielétrico do meio próximo à superfície de um sensor capacitivo interdigital podem se relacionar com uma propriedade física ou quantidade de certo material (umidade, porosidade, densidade, conteúdo de açúcar, salinidade, presença de óleos e gorduras, etc), sendo possível detectar sua presença e/ou avaliar sua intensidade; A depender da situação, sua geometria exige pouco acesso à amostra, sendo introduzido em apenas um lado.

4 DESENVOLVIMENTO

4.1 Projeto do sensor capacitivo interdigital

A partir dos parâmetros descritos na fundamentação teórica, é possível caracterizar a geometria de um sensor capacitivo interdigital. Com o intuito de automatizar o processo de desenho e projeto, foi desenvolvido um *software* em linguagem Java que constrói um arquivo esquemático do sensor interdigital compatível com a ferramenta Autodesk Eagle de projeto de circuitos. A figura 11 apresenta a interface do programa, destacando suas funções disponíveis.

Pelo *software* é possível definir:

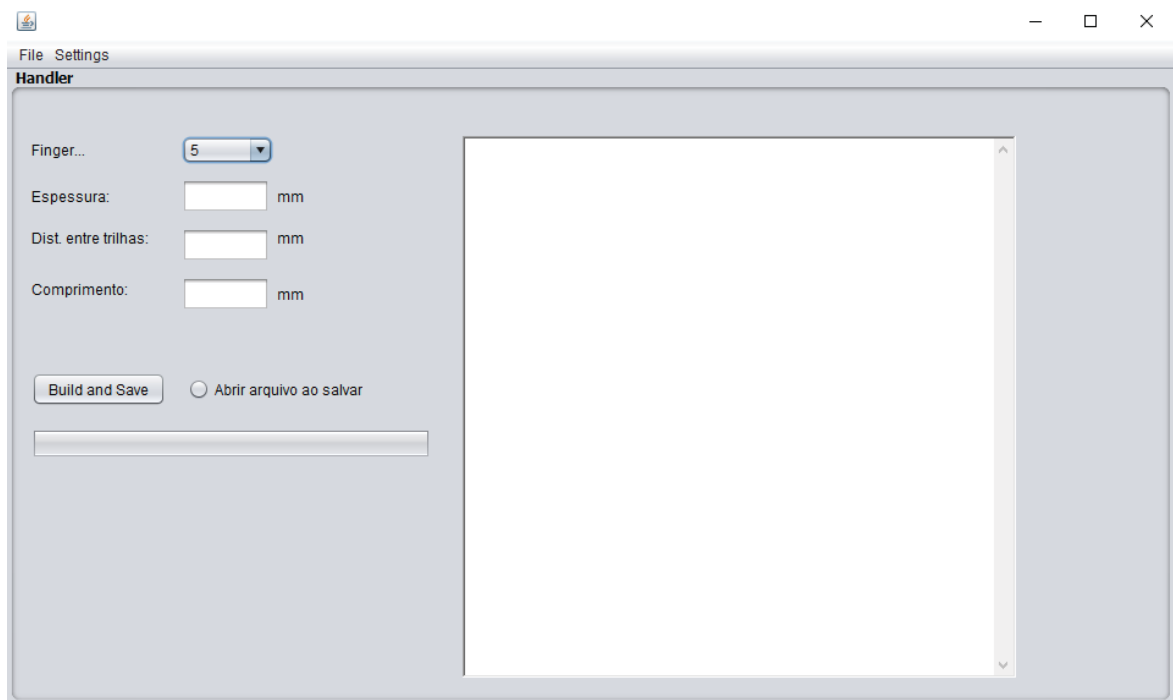
- Número de *fingers* de cada lado do sensor através da caixa de seleção em “Finger...”;
- A largura do condutor através da caixa de texto “Espessura”;
- A distância entre *fingers* através da caixa de texto “Dist. Entre trilhas”;
- O comprimento dos *fingers* através da caixa de texto “Comprimento”.

Adicionalmente pode-se selecionar opções de *grid* na aba do menu *Settings* na parte superior da interface.

Ao se preencher todos os valores de projeto, basta clicar no botão “Build and Save” que o *software* irá construir e salvar na pasta raiz do programa o arquivo esquemático para uso posterior no Autodesk Eagle.

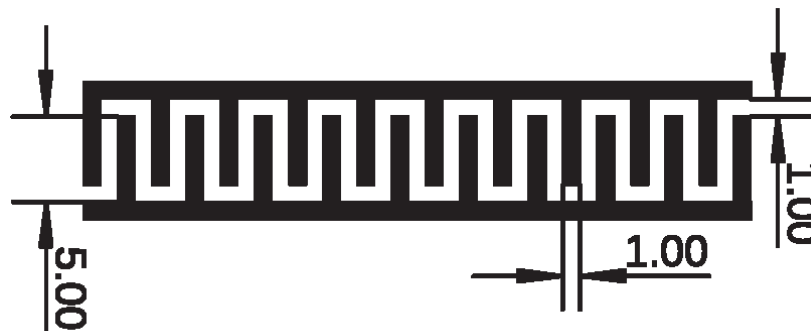
A figura 12 apresenta um exemplo de sensor construído com os seguintes parâmetros de projeto: 10 *fingers*, comprimento de *finger* de 5mm, distância entre *fingers* de 1mm e largura de *finger* de 1mm. As dimensões destacadas foram medidas usando ferramenta de medida do Autodesk Eagle e estão em milímetros.

Figura 11 - Interface de usuário do software desenvolvido para projeto de sensores capacitivos interdigitais.



Fonte: O autor (2019).

Figura 12 – Imagem ilustrativa de esquemático exemplo do sensor interdigital gerado pelo software desenvolvido.

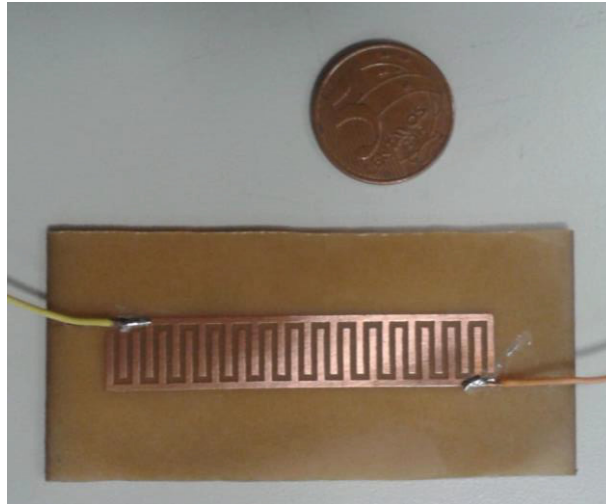


Fonte: O autor (2019).

Com essas funcionalidades, foi possível gerar arquivos de imagem dos esquemáticos de alguns sensores para avaliação e testes. Foi utilizado o método tradicional de confecção de placas de circuito impresso, na qual é feita a impressão dos arquivos de imagem em papel fotográfico, a transferência do desenho impresso para a placa por processo térmico e de pressão, limpeza do sensor pós-transferência e acabamento com palha de aço. A figura 13 mostra o resultado para um dos

sensores desenvolvidos com os seguintes parâmetros de projeto: 15 *fingers*, 8mm de comprimento do *finger*, 1mm de distância entre *fingers* e 1mm de largura do *finger*.

Figura 13 – Sensor exemplo projetado a partir do software. (Moeda para fins de comparação de tamanho)



Fonte: O autor (2019)

4.2.1 Isolação do sensor

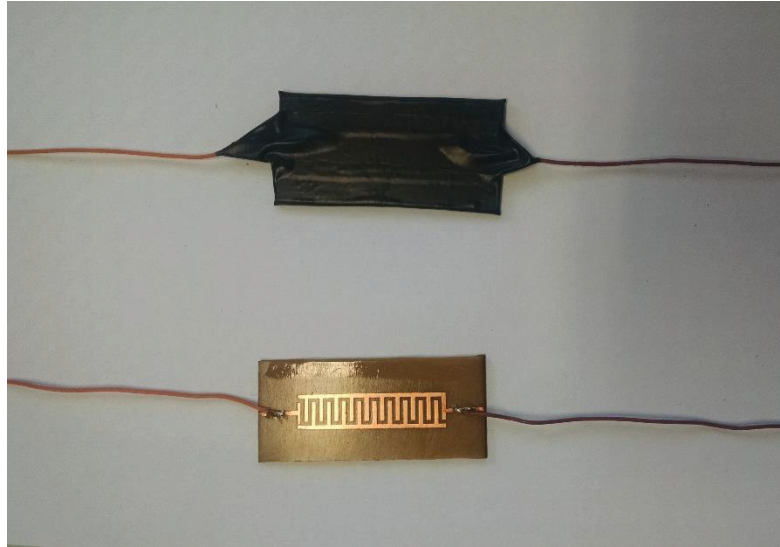
A fim de realizar testes em meio aquoso, é necessário manter a integridade do sensor, de maneira a garantir que a influência sobre alterações da capacitância e da impedância sejam apenas de fatores ligados à solução sob teste.

Durante a fase experimental do trabalho, alguns processos e materiais foram empregados e testados para a isolação. A seguir são descritos com mais detalhes.

4.1.1.1 Fita isolante

Uma forma considerada para isolação foi a aplicação de fitas isolantes em toda a área útil do sensor de maneira a cobri-lo, conforme apresentado na figura 14. A fita utilizada é baseada em filme de Policloreto de Vinila (PVC) e segue norma UL510 (2005) da Underwriters Laboratories (UL), a qual especifica suas características elétricas, químicas e mecânicas mínimas. Conclui-se, a partir da norma, que se trata de um material isolante, hidrofóbico e com boa adesão em ambiente úmido.

Figura 14 – Acima, sensor coberto por fita isolante preta e abaixo, sensor sem isolamento.



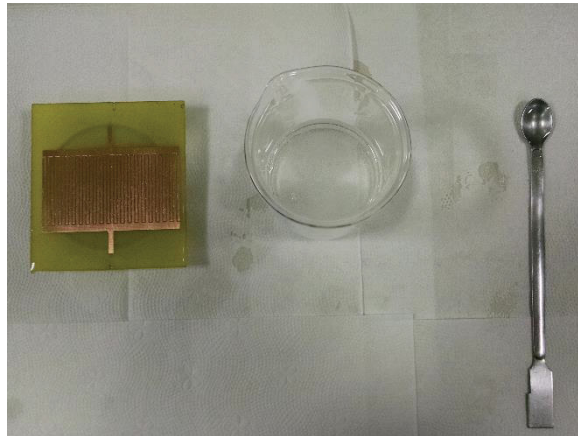
Fonte: O autor (2019)

4.1.1.2 PDMS – (Polydimethylsiloxane)

Outro isolante considerado foi o Polydimethylsiloxane (PDMS) depositado em fina camada (15 μ m), por ser um material de alta resistividade e uma borracha à base de silicone resistente a água destilada e água salgada. Conforme caracterizado por Mark (1999), o PDMS possui resistividade de $4 \cdot 10^{15}$ [$\Omega \cdot \text{cm}$] a 20°C e se enquadra na categoria de material isolante.

PDMS é vendido em forma líquida e, conforme recomendação do fabricante, deve ser misturado com seu catalisador na proporção 10:1 (1g de catalisador para cada 10g de PDMS) para acelerar o processo de enrijecimento. A foto da figura 15 apresenta os materiais envolvidos no processo de preparação do PDMS a partir de visão do topo.

Figura 15 - Materiais para deposição de PDMS. À esquerda, o sensor a receber a mistura, ao centro, um béquer para concentrar a massa de PDMS e à direita uma espátula/colher metálica para auxiliar no processo de mistura.



Fonte: O autor (2019).

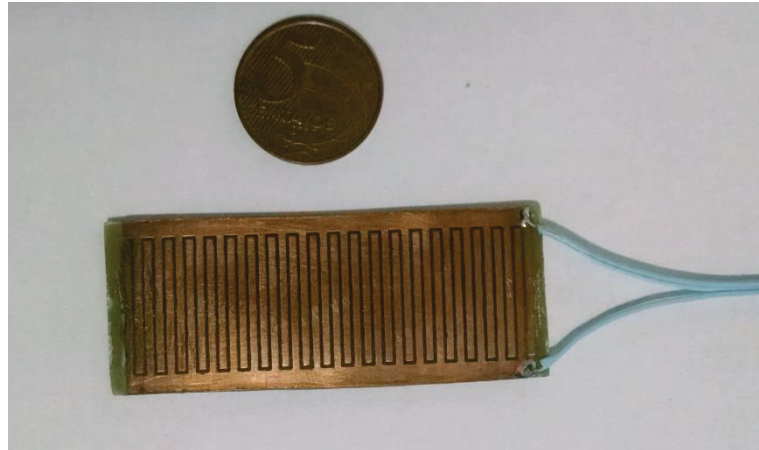
Uma vantagem que se percebe, a priori, desse método em relação ao de fita isolante é a possibilidade de isolar o sensor com uma camada mais fina, o que significa mais linhas de campo elétrico sob influência do meio (maior sensibilidade).

4.1.1.3 Verniz Isolante

Outra forma conhecida de isolamento elétrica para circuitos é a aplicação de verniz à base de resinas acrílicas monocomponentes. O revestimento conformável considerado segue norma de fabricação e teste IPC-HDBK-830 (2002) da *IPC standards* (Association Connecting Electronics Industries). Trata-se de um material com fácil aplicação e remoção, isolante, de baixo custo, transparente, rígido após secagem e baixa absorção de umidade, porém apresenta baixa resistência a substâncias abrasivas e químicas especialmente solventes de petróleo e álcool.

A aplicação do produto sobre o sensor se faz na forma de spray, o que garante uniformidade nas camadas de isolamento após processo de cura sobre superfície plana. Um exemplo de sensor coberto por verniz isolante transparente pode ser visualizado na figura 16.

Figura 16 - Sensor isolado eletricamente por verniz. (Moeda para fins de comparação do tamanho)

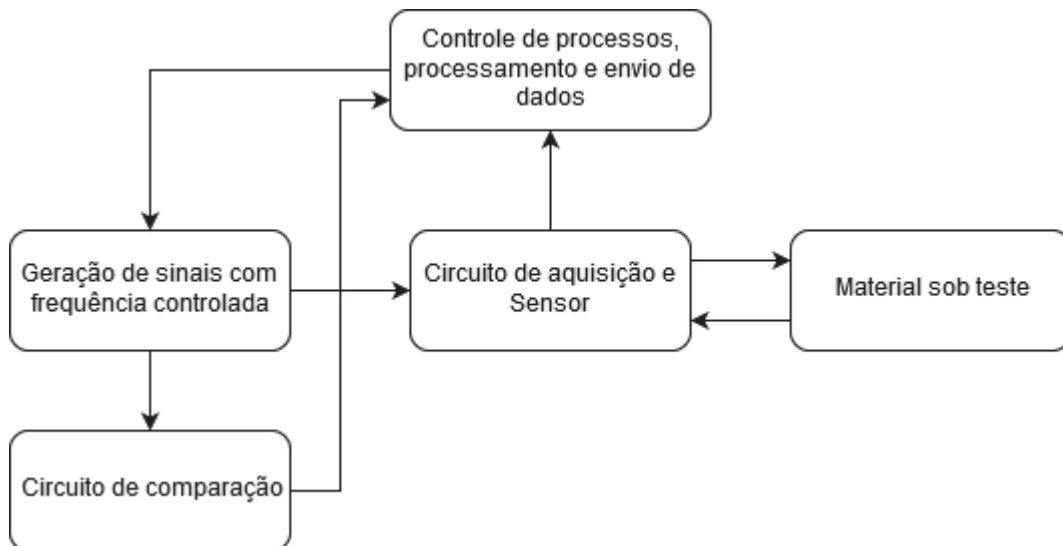


Fonte: O autor (2019).

4.2 Sistema de medição

A topologia básica proposta para medição da impedância e capacitância de sensores capacitivos interdigitais está representada pelo diagrama em blocos da figura 17.

Figura 17 - Diagrama em blocos do sistema de aquisição de medidas.



Fonte: O autor (2019).

O princípio de funcionamento do sistema proposto baseia-se na operação do subsistema “Geração de sinais com frequência controlada” (GSFC) que aplica um sinal senoidal ao conjunto “Circuito de aquisição e Sensor” (CAS) o qual enviará uma

resposta ao subsistema “Controle de processos, processamento e envio de dados” (CPPE).

A geração do sinal é controlada pelo subsistema CPPE, o qual configura a frequência desejada. O subsistema “Circuito de comparação” (CC) recebe o sinal e detecta a passagem dele por um valor de tensão de referência. Sua saída é recebida e interpretada pelo CPPE como início de um período, garantindo o sincronismo necessário para funcionamento do *Lock-In* Digital.

Paralelamente, o sinal gerado é enviado ao CAS que excita o sensor capacitivo interdigital e envia o sinal resultante, dependente do material sob teste, ao CPPE, o qual realiza leituras de tensão em cada fase.

Cada bloco, e seus circuitos internos, será discutido com mais detalhes nas seções que seguem.

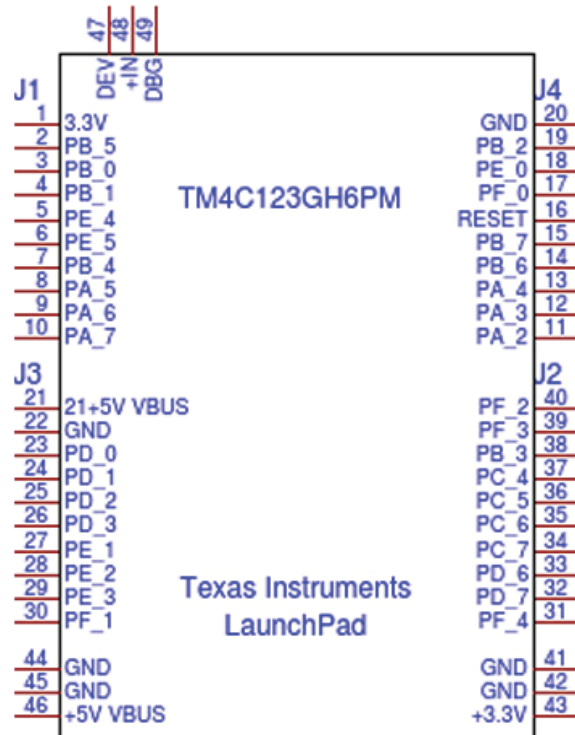
4.3.1 Controle de processos, processamento e envio de dados.

De modo a garantir a funcionalidade descrita para esse subsistema, propõe-se utilizar a placa de desenvolvimento EK-TM4C123GXL da Texas Instruments baseada no microcontrolador TM4C123GH6PM, devido a suas funcionalidades e baixo custo. A figura 18 apresenta um esquemático do microcontrolador.

Esse dispositivo possui arquitetura ARM (Advanced RISC Machine) e processador Cortex-M4F. Dentre as principais características que justificaram sua escolha, pode-se ressaltar as seguintes:

- Performance: 80MHz em operação;
- Memórias:
 - Flash: 256KB;
 - EEPROM: 2KB.
- Suporte a comunicação:
 - UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) – 8 canais;
 - SSI/SPI (Synchronous Serial Interface) – 4 módulos;
- 6 portas lógicas IO e interrupções de estado do pino e detecção de borda;
- 2 módulos conversor analógico-digital (ADC) de 12 bits com taxa de amostragem máxima de 1MS/s.

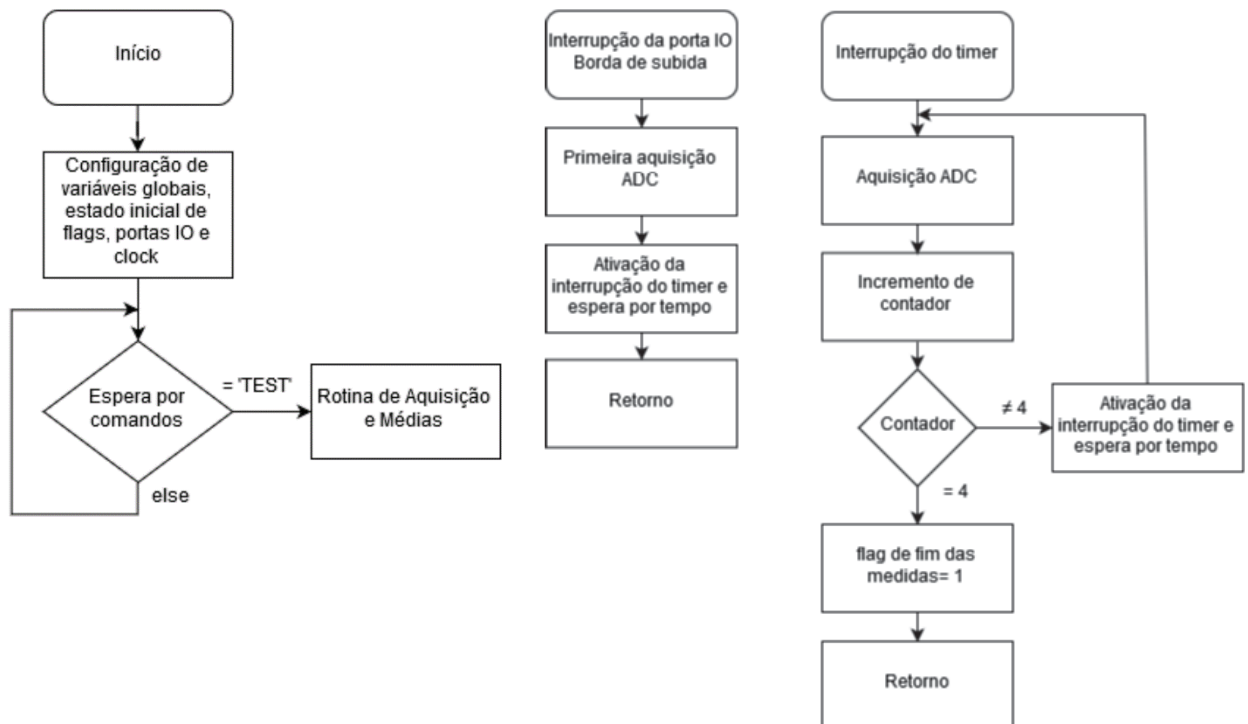
Figura 18 - Esquemático simplificado do microcontrolador TM4C123GH6PM



Fonte: O autor (2019).

Para que ocorra o funcionamento previsto em projeto para este subsistema, foi necessário escrever o *firmware* que gerencia todas as suas funções. O código foi desenvolvido em C no ambiente Code Composer Studio (CCS) da Texas Instruments e segue os fluxogramas das figuras 19 e 20.

Figura 19 - Fluxograma do firmware para o subsistema CPPE com a rotina inicial à esquerda e as de interrupção logo à direita.



Fonte: O autor (2019).

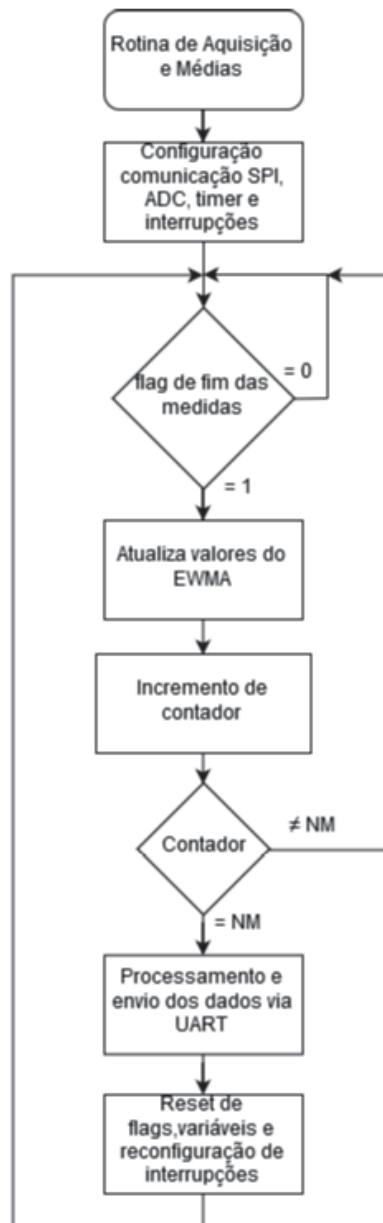
A rotina principal obedece a uma máquina de estados representada pelo fluxograma e inicia configurando variáveis, *flags*, as portas IO a serem utilizadas, a fonte de *clock* para funcionamento dos periféricos do microcontrolador e o módulo UART. O microcontrolador nesse momento entra no estado de espera por comandos a serem recebidos pela UART. Neste caso, foi definido o comando “TEST” para que o usuário inicie o processo de aquisição. Uma vez recebido o comando, alterna-se o estado e chama-se a função “Rotina de Aquisição e Médias”, disponível na figura 16.

A função inicia configurando o ADC, um timer para contagem de tempo e definição de fase, o módulo de comunicação SPI e as interrupções de portas lógicas.

A configuração do sinal a ser gerado é feita pelo CPPE por comunicação SPI com o subsistema GSFC. Na seção seguinte será discutido esse subsistema com mais detalhes.

Quando o sinal gerado passar pela tensão de referência do bloco CC, uma borda de subida é gerada e enviada ao pino de entrada PF4 do microcontrolador, o qual entra na interrupção da porta IO para borda de subida. Esta etapa indica o início do período e a fase 0 para o *Lock-In Digital*.

Figura 20 - Fluxograma da sub-rotina do processo de Aquisição e Médias.



Fonte: O autor (2019)

Na sequência, faz-se a leitura de tensão da resposta do subsistema CAS através do módulo ADC do pino PE2 e inicia-se a contagem de tempo pelo *timer* para garantir a próxima aquisição numa fase deslocada de 90° ($T/4$, sendo T o período do sinal senoidal gerado).

A cada interrupção da contagem do *timer*, uma leitura de tensão é feita e um contador incrementado até concluir a leitura para o último caso de 270° , onde o

contador é verificado e indica se o processo de medidas foi concluído para um período da senoide.

Após essa parte do processo, o código retorna para a rotina de aquisição e acumula na função de médias exponenciais ponderadas (EWMA) os valores lidos. Caso o número de médias não tenha sido atingido, é reiniciado o processo de medida para mais um período.

O EWMA foi primeiramente descrito por Roberts (1959) e é calculado conforme equações abaixo.

$$\bar{x}[i] = \alpha \cdot \bar{x}[i - 1] + (1 - \alpha)x[i]$$

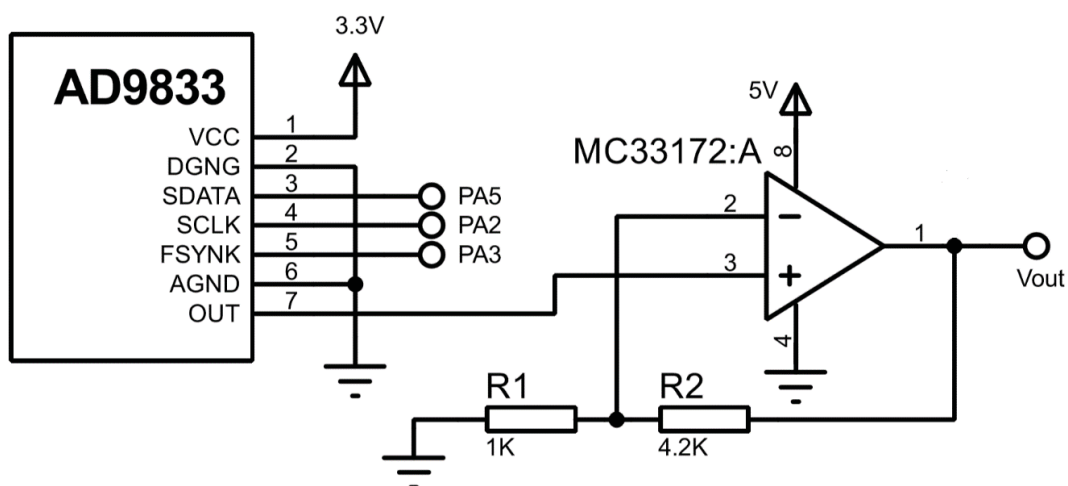
$$\alpha = \frac{N_m}{N_m + 1}$$

Onde $\bar{x}[i]$ denota o valor atual do EWMA, $\bar{x}[i - 1]$ o estado anterior, $x[i]$ o módulo da tensão calculado pelo *Lock-In* digital quando é feito EWMA para o módulo e fase quando aplica-se EWMA para valores de fase, α um fator dependente do número de médias e N_m o número desejado de médias.

4.3.2 Circuito de geração de sinais com frequência controlada.

O circuito proposto para o subsistema GSFC está apresentado na figura 21.

Figura 21 - Esquemático do subsistema GSFC.



Fonte: O autor (2019).

O principal componente deste bloco é o gerador de sinais AD9833 da Analog Devices. É um dispositivo capaz de construir um sinal senoidal com frequências de até 12.5MHz, porém perde resolução e estabilidade com o aumento da frequência. Para configurá-lo, é necessário enviar via comunicação SPI e protocolo próprio os valores de frequência e sincronismo, conforme tabela 2, disponibilizada pelo fabricante.

Tabela 2 - Tabela com sequência de comandos para configuração do AD9833.

Hexadecimal	Binary
0x2100	0010 0001 0000 0000
0x50C7	0101 0000 1100 0111
0x4000	0100 0000 0000 0000
0xC000	1100 0000 0000 0000
0x2000	0010 0000 0000 0000

Fonte: Analog Devices.

Cada valor apresentado na tabela deve ser enviado em sequência via SPI para configurar os registradores de 16bits do AD9833. O terceiro valor da tabela define o registrador de frequência e seu valor determina a frequência de saída do sinal gerado. Para calcular o valor correto, deve-se seguir a seguinte equação disponibilizada pela Analog Devices.

$$FreqReg = \frac{f_{out} * 2^{28}}{f_{MCLK}}$$

Onde FreqReg é o valor a ser enviado no lugar da terceira linha da tabela 2, f_{out} a frequência do sinal gerado, que no caso particular deste trabalho é 10kHz, e f_{MCLK} a frequência de *clock* fornecida ao *chip* do AD9833.

O sinal de saída apresenta amplitude de aproximadamente 0.6V e deve ser amplificado de modo a aproveitar o fundo de escala máximo do ADC do microcontrolador (3.3V). Portanto foi colocado na sequência um circuito amplificador não inversor com o amplificador operacional MC33172.

O cálculo dos componentes passivos foi feito a partir da equação que segue.

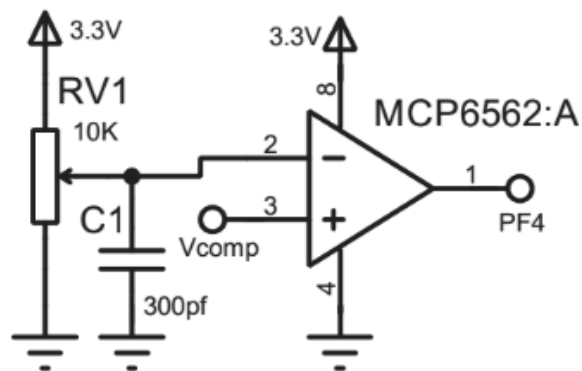
$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Onde G denota o ganho do amplificador, R2 e R1 os resistores da figura 21, V_{out} a tensão de saída do amplificador e V_{in} a te entrada. Como descrito anteriormente, $V_{in} = 0.6V$, $V_{out} \approx 3.3V$, portanto $\frac{R2}{R1} = 4.5$. Devido a limitações dos valores comerciais de resistores, o fator mais próximo disponível foi de 4.2, sendo $4.2k\Omega$ para R2 e $1k\Omega$ para R1. A tensão de saída fica então com o valor aproximado de 3.13V.

4.3.3 Circuito de comparação.

O circuito proposto para este bloco está representado por esquemático da figura 22.

Figura 22 - Esquemático do subsistema CC.



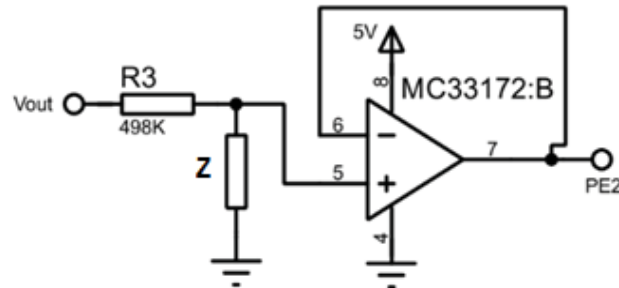
Fonte: O autor (2019).

O componente MCP6562 é um comparador analógico que recebe uma tensão de referência fixada em metade do valor de alimentação (3.3V) no pino 2 e compara com a tensão de saída do circuito de geração do sinal senoidal. Sendo assim, o sinal de saída desse circuito será uma borda de subida/descida a cada vez que o comparador detectar uma passagem do sinal senoidal sobre o valor da tensão de referência. Como a interrupção programada no microcontrolador apenas detecta bordas de subida, somente o início de um período será detectado.

4.3.4 Circuito de aquisição e sensor.

O circuito proposto para esse subsistema está apresentado na figura 23.

Figura 23 - Esquemático circuito de aquisição e sensor.



Fonte: O autor (2019).

O circuito é formado basicamente por um divisor de tensão e um amplificador operacional no modo *buffer* que tem como objetivo criar uma barreira de impedância e evitar influências do processo de medida nos testes. O cálculo de impedância para um divisor de tensão é bastante conhecido e após operações na forma retangular, resolveu-se para a impedância do sensor representada por Z na figura 23. A equação inicial usada nos cálculos foi a clássica para divisores de tensão conforme indicada abaixo:

$$\frac{V_+}{V_{out}} = \frac{Z}{Z+R3} ,$$

resultando nas equações que seguem, para módulo e fase respectivamente.

$$|Z| = \frac{R3 * V_+'}{\sqrt{(V_+' * \text{sen}(\phi))^2 + [V_{out}' - (V_+' * \text{cos}(\phi))]^2}}$$

$$\phi_Z = \phi - \text{arc tan} \left(\frac{-V_+' * \text{sen}(\phi)}{[V_{out}' - (V_+' * \text{cos}(\phi))]} \right)$$

Onde V_+ é o sinal de tensão aplicado na porta não inversora do amplificador operacional, V_+' a amplitude do sinal V_+ , V_{out} o sinal resultante do circuito de geração da senoide, V_{out}' a amplitude do sinal V_{out} , ϕ a fase do sinal V_+ e ϕ_Z a fase da impedância do sensor.

Deste modo, pode-se levantar medidas de impedância a partir de leituras de tensão do divisor de tensão. O valor de V_+ é replicado na saída do circuito e lido pelo ADC do microcontrolador nos tempos determinados pelo *Lock-In* a partir do pin PE2.

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

De forma a verificar o correto funcionamento do sistema proposto, foram feitas, inicialmente, medidas de componentes passivos, cálculos teóricos e medidas comparativas de impedância e capacitância com o sistema *Lock-In* e o equipamento comercial LCR Meter Agilent 4263B.

Para os testes realizados nesta seção, foram definidos os seguintes parâmetros de projeto:

- **Do sensor capacitivo interdigital:** Espessura do substrato de 1.4mm, 20 *fingers*, comprimento de *finger* de 30mm, largura de *finger* de 1mm, distância entre *fingers* de 1mm, espessura dos condutores de 55 μm , permissividade relativa do substrato de FR-4 (material comum a placas de circuito impresso) $\epsilon_r = 4.4$, permissividade relativa do ar de aproximadamente $\epsilon_{r,ar} \approx 1$, na ausência de plano terra.

- **Do sistema de medição:** Método Lock-In no limite de Nyquist para realizar as medidas, resistor de entrada R3 com valor de 500k Ω , frequência do sinal de excitação do dispositivo sob teste de 10kHz a 3.3V, operadas 4096 médias pelo método de EWMA.

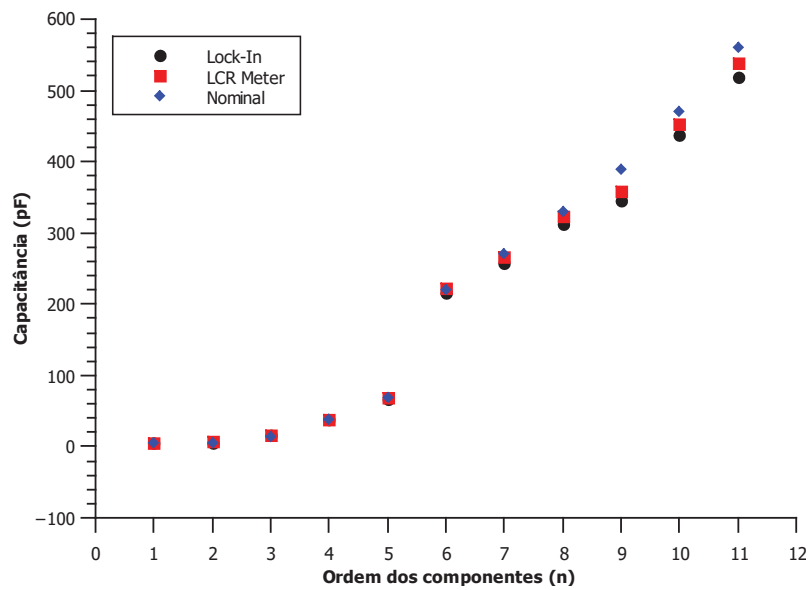
5.1 Medidas de componentes passivos

O gráfico da figura 24 apresenta os valores lidos pelo equipamento comercial e pelo sistema *Lock-In*, juntamente com os valores nominais para 11 capacitores testados (apresentados pela ordem de n = 1 a 11, n representado a ordem do capacitor analisado).

Ao se observar esse gráfico, pode-se notar que até o quinto capacitor testado há, aparentemente, um erro desprezível do sistema *Lock-In* ao equipamento e que se amplia a partir do sexto capacitor testado. Porém ao se verificar o erro relativo apresentado na figura 25, percebe-se que o sistema proposto atinge aproximadamente 5% e que se mantém próximo de 3% para capacitâncias maiores.

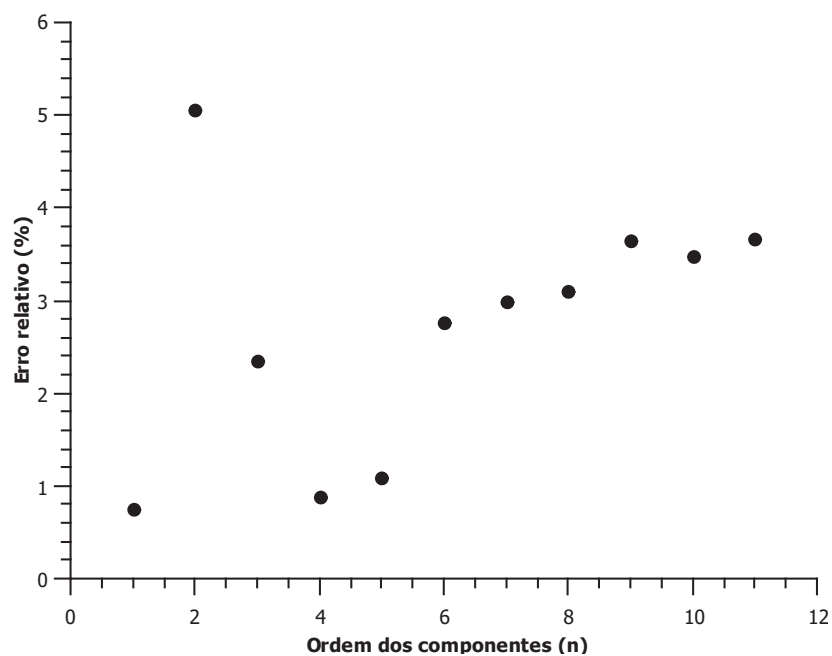
De forma geral, são erros abaixo de 5% em toda a faixa analisada, em conformidade com a margem de tolerância de 5% dos fabricantes dos componentes analisados.

Figura 24 - Valores de capacitância para 11 valores diferentes de capacitância.



Fonte: O autor (2019).

Figura 25 - Erro relativo das medidas de capacitância entre sistema proposto e equipamento comercial e sua relativa interpolação linear.

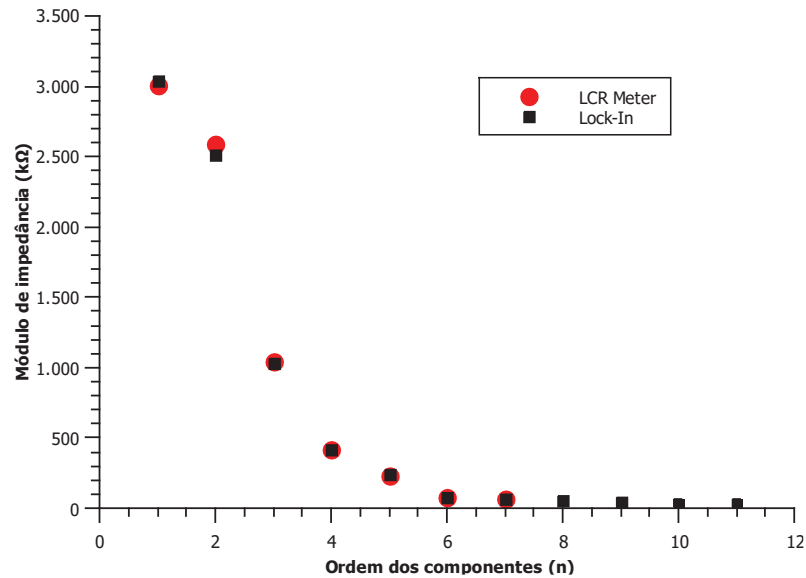


Fonte: O autor (2019).

Também foram feitas leituras de impedância para os mesmos capacitores previamente testados. As respostas comparativas estão apresentadas no

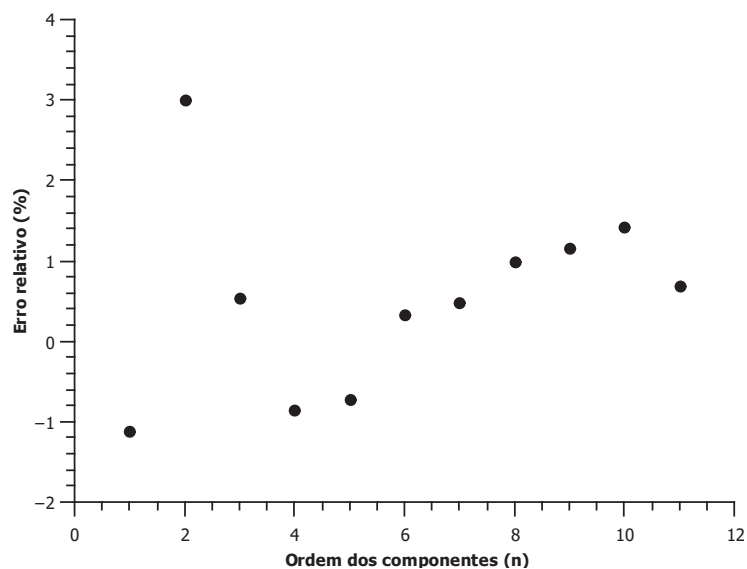
gráfico da figura 26 para os módulos de impedância e no gráfico da figura 27 erros relativos.

Figura 26 - Medidas de impedância para o LCR Meter e o sistema Lock-In proposto.



Fonte: O autor (2019).

Figura 27 - Erro relativo entre medidas do módulo de impedância para o LCR Meter e o Sistema Lock-In proposto.



Fonte: O autor (2019).

Como esperado, o padrão de erro relativo se mantém, porém, os valores de erro, se comparados capacitor a capacitor, são menores em cada caso. A medida

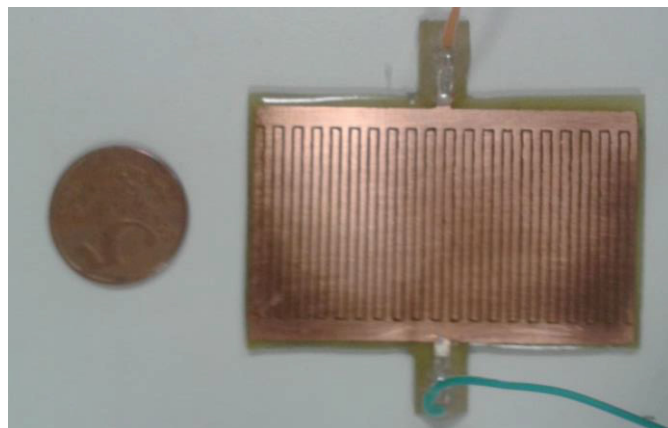
de que se aumentam as capacitâncias consideradas, o erro relativo também aumenta para toda a faixa analisada em até cerca de 1%. O segundo capacitor apresentado (5.6pF nominal), mostrou um comportamento destoante com erro relativo próximo a 3%.

5.2 Resultados teóricos e experimentais

Aplicando o primeiro método de cálculo da capacitância descrito na seção de Sensores Capacitivos Interdigitais do capítulo de Fundamentação Teórica e com os mesmos parâmetros de projeto definidos para a simulação, foi possível estimar um valor de capacitância de 36.07pF (em aberto: considerando cenário sem cabos e sem isolamento).

A partir das mesmas especificações de projeto da etapa anterior, foi construído um sensor para realizar testes experimentais com o sistema de aquisição proposto e o equipamento LCR Meter Agilent 4263B para cada tipo de isolamento e com dois cabos paralelos a partir dos terminais (aproximadamente 20cm de comprimento cada um), conforme apresentado em foto da figura 28.

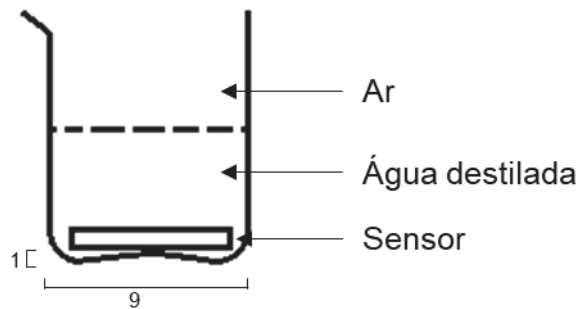
Figura 28 - Sensor utilizado na etapa de testes.



Fonte: O autor (2019).

A fim de fazer medidas do sensor em soluções aquosas, foram preparados testes com diferentes concentrações de água destilada e sal. O sistema submerso segue esquema da figura 29 e conta com béqueres padrão de vidro de 600ml e 1000ml como recipiente que contém solução e sensor.

Figura 29 - Diagrama de experimento para o sensor submerso em água destilada. Dimensões em mm.



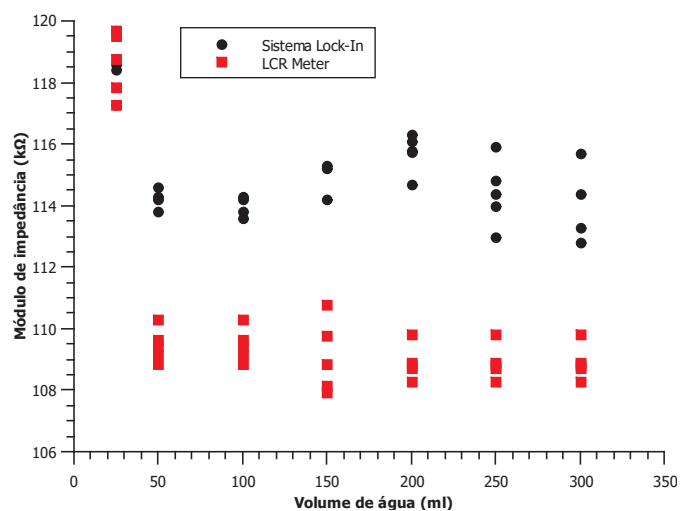
Fonte: O autor (2019).

As medidas foram realizadas com EWMA de 4096 médias com o sistema proposto e 32 médias simples com o LCR Meter, ambos operando sinais a 10kHz.

5.2.1 Fita isolante

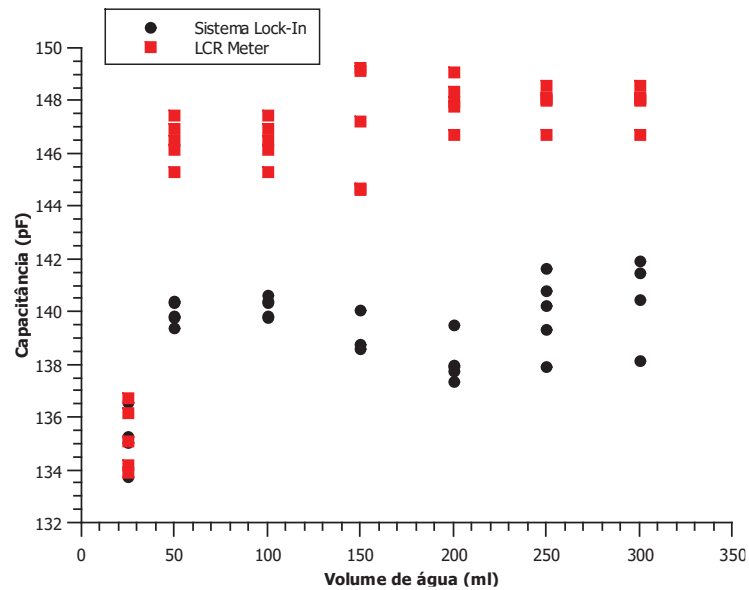
Nesta fase de testes, o sensor foi coberto totalmente por fitas isolantes, cujo comparativo do módulo de impedância e capacitância entre os sistemas pode ser verificado nos gráficos das figuras 30 e 31, respectivamente.

Figura 30 – Módulo de impedância do sensor por volume de água com repetibilidade do processo de amostragem.



Fonte: O autor (2019).

Figura 31 – Capacitância do sensor por volume de água com repetibilidade do processo de amostragem.

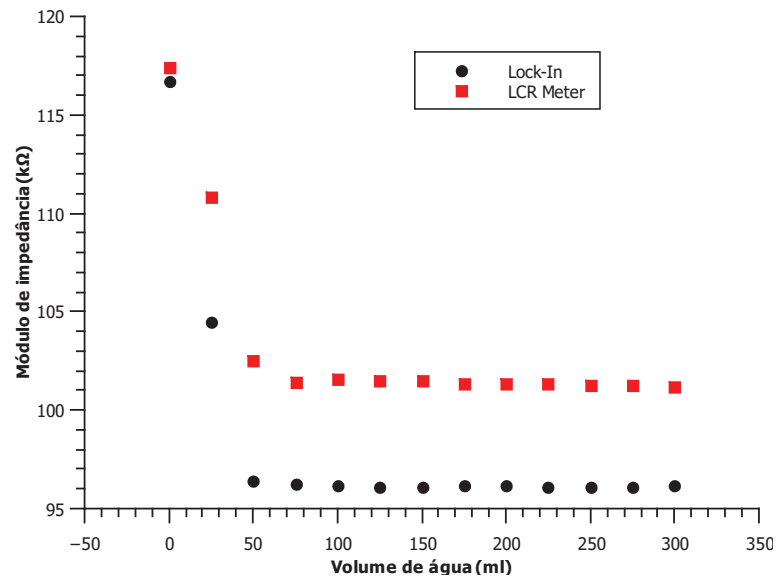


Fonte: O autor (2019).

Para um mesmo volume de água, foi testada a repetibilidade das medidas. No momento em que a isolação começou a falhar as medidas também apresentaram problemas, evento que é evidenciado por medidas cada vez mais dispersas em relação ao valor médio.

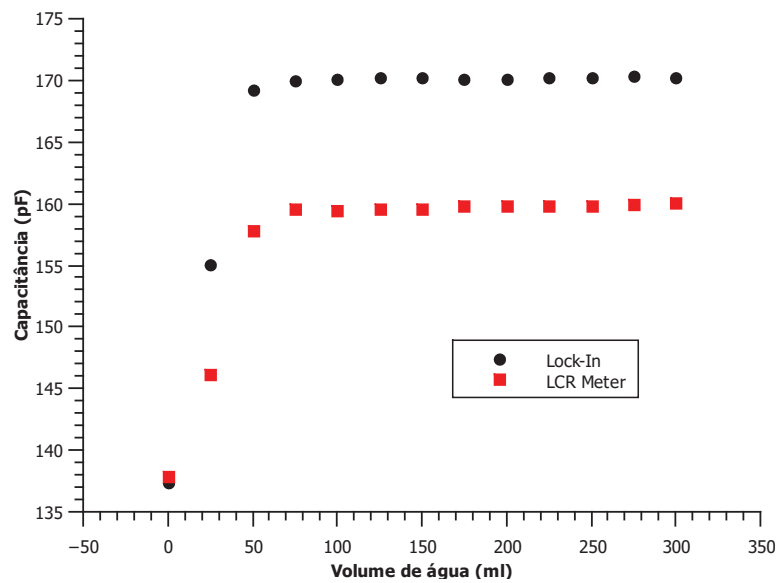
A substituição da fita e uma melhor preocupação com infiltração de água no momento de sua confecção, proporcionaram medidas mais estáveis, conforme apresentado pelos gráficos das figuras 32 e 33.

Figura 32 – Módulo de impedância do sensor por volume de água.



Fonte: O autor (2019).

Figura 33 – Módulo de impedância do sensor por volume de água.

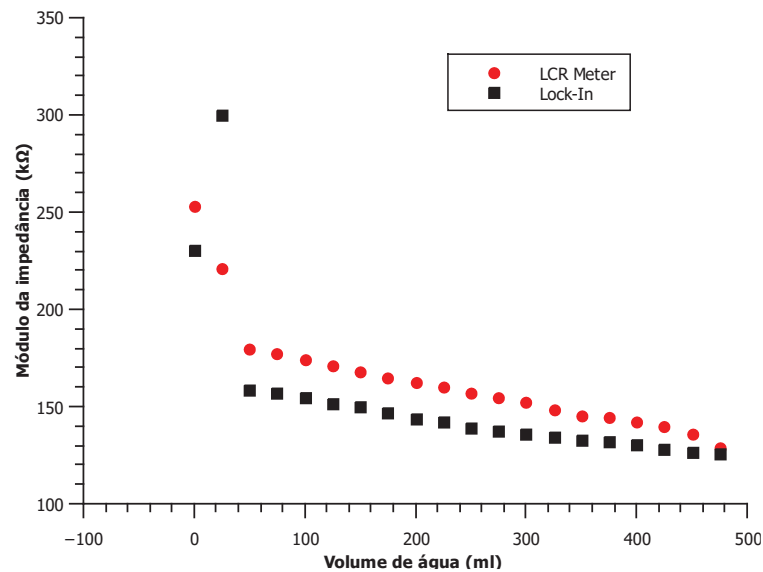


Fonte: O autor (2019).

5.2.2 PDMS

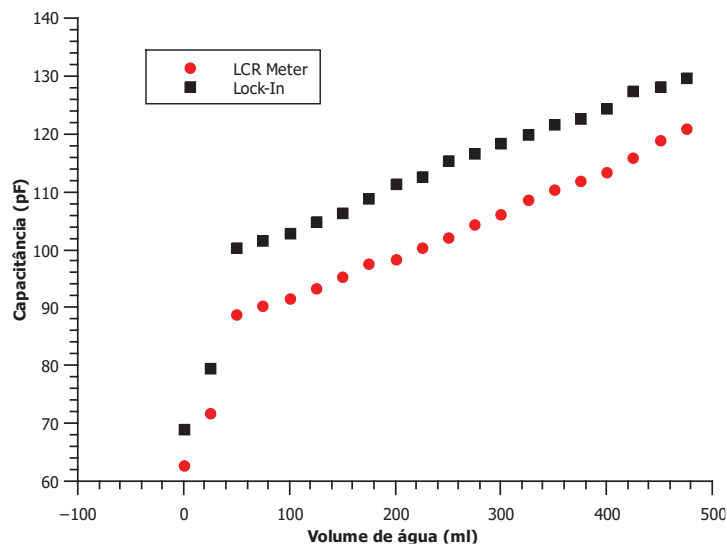
Nesta fase de testes, o sensor foi coberto totalmente por uma camada fina de PDMS (15 μ m) e os resultados de medidas de impedância podem ser observados no gráfico da figura 34 e de capacitância no gráfico da figura 35.

Figura 34 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.



Fonte: O autor (2019).

Figura 35 - Medida de capacitância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.



Fonte: O autor (2019).

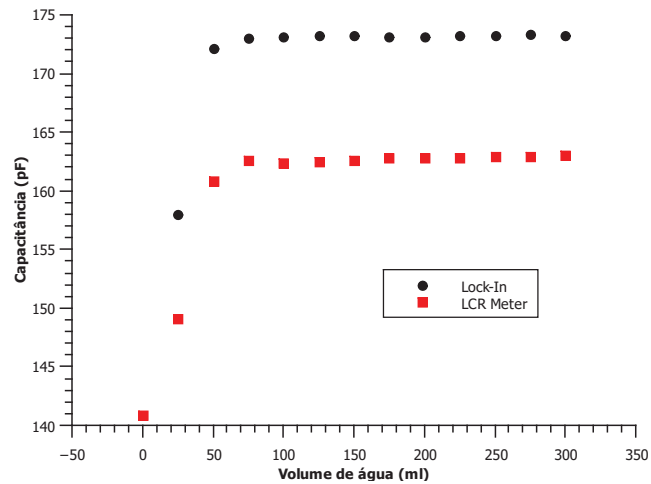
A medida que a coluna de água sobe no béquer, as linhas de campo geradas pelo sensor vão cobrindo mais água e menos ar. Por esse motivo há uma tendência a estabilizar a medida quando as linhas de campo abrangem somente água. As características dielétricas do meio ficam homogêneas. Entretanto, devido a um erro de *drift* e possível absorção de umidade pela placa, não fica clara a situação em que

a altura da coluna de água destilada deixa de influenciar as medidas de impedância e capacitância, como seria esperado.

5.2.3 Verniz

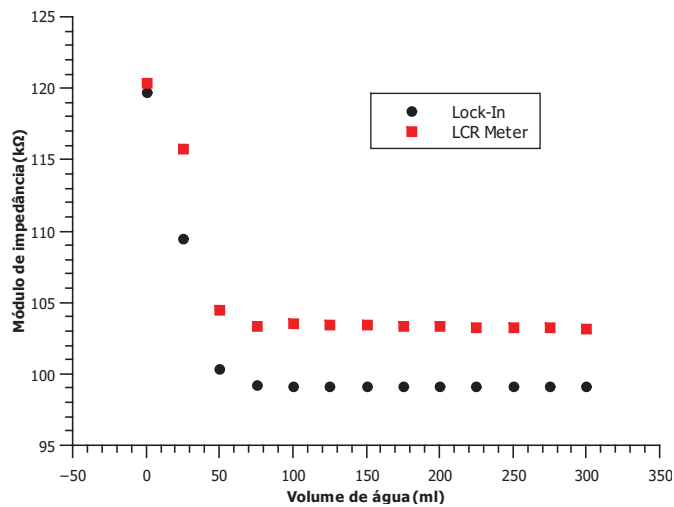
Nesta fase de testes, foram depositadas quatro camadas de verniz em ambas as faces do sensor. Neste caso, os resultados de medidas de capacitância podem ser observados no gráfico da figura 36 e de impedância no gráfico da figura 37.

Figura 36 - Medida de capacitância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.



Fonte: O autor (2019).

Figura 37 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital para diferentes volumes de água destilada.



Fonte: O autor (2019).

De mesmo modo que em testes anteriores, à medida que a coluna de água sobe no béquer, as linhas de campo geradas pelo sensor vão cobrindo mais água e menos ar. Por esse motivo há uma tendência a estabilizar a medida quando as linhas de campo abrangem somente água. As características dielétricas do meio ficam homogêneas. Contudo, em contraste com a fita isolante e o PDMS, não foi observada absorção de água pelas camadas isolantes, proporcionando uma medida sem *drift* e com estabilidade nas soluções aquosas durante uma semana de testes.

Em relação aos testes dos materiais de isolamento, o verniz apresentou medidas com menos problemas relacionados ao *drift*, resultado da absorção de água pelo conjunto material isolante-placa do sensor, conforme investigado por Schirrer, Thepin e Torres (1992). A fita isolante, em certo momento, apresentou comportamento similar, porém foi observada absorção gradual de água após duas horas de testes e, conseqüentemente, a presença de erros por *drift*.

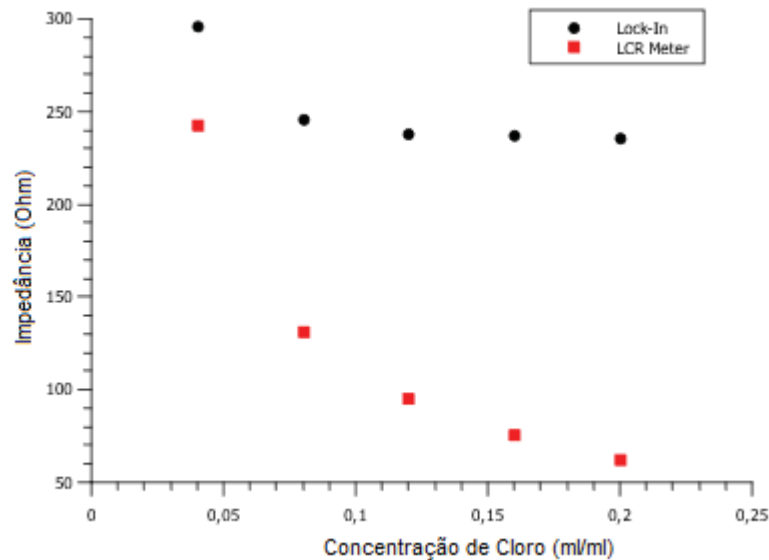
5.2.4 Testes com soluto

5.2.4.1 Cloro

Utilizando o mesmo esquema de testes Solução/Sensor, mas desta vez com o sensor sem isolamento e utilizando diferentes concentrações de solução cloro (2.5%

de cloro ativo)/água(destilada em laboratório), obteve-se medidas do módulo de impedância apresentadas no gráfico da figura 38.

Figura 38 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital (sem isolamento) para diferentes concentrações de cloro



Fonte: O autor (2019).

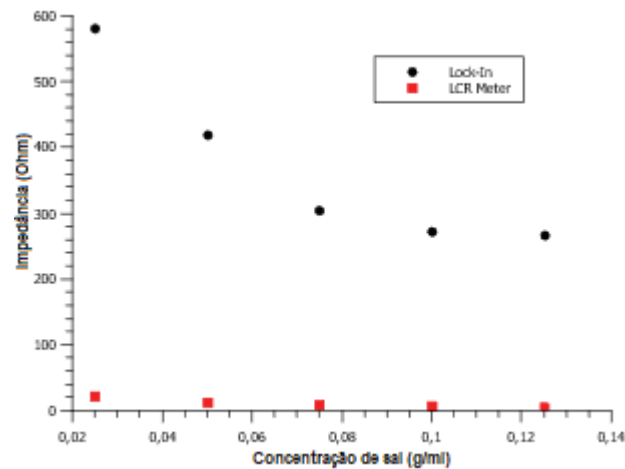
A diferença observada nas medidas obtidas pelos dois sistemas (Lock-In e LCR Meter) ocorre devido à diferença dos seus valores de resistência de entrada. Quanto mais adequada a resistência de entrada à faixa de medida, maior a precisão da medida. Por esse motivo, os testes iniciais com componentes discretos apresentaram diferenças menores entre os dois sistemas.

Basicamente, verifica-se pelos baixos valores de impedância medidos, em contraste com os observados em somente água destilada, que a resistência (parte real) da solução é o parâmetro mais impactante.

5.2.4.2 Sal de cozinha

Para este caso, foram realizadas medidas em diferentes concentrações de sal obedecendo o mesmo esquema de testes considerado para o cloro. O resultado pode ser verificado no gráfico da figura 39, para o caso da impedância do sensor sem isolamento.

Figura 39 - Medida do módulo de impedância do sensor capacitivo interdigital (Sem isolamento) para diferentes concentrações de sal.

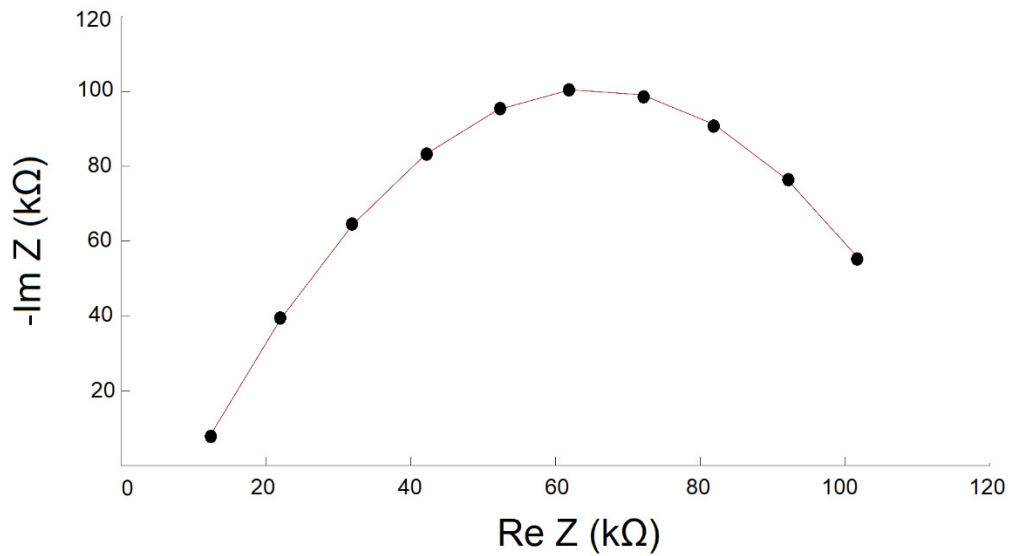


Fonte: O autor (2019).

Novamente, verifica-se pelos baixos valores de impedância medidos, em contraste com os observados em somente água destilada, que a resistência (parte real) da solução é o parâmetro mais impactante. Outro aspecto é o aumento da incerteza do sistema Lock-In para valores baixos de impedância, uma vez que foi projetado, a partir do resistor de escala, para atender altas impedâncias e verificar mudanças no dielétrico.

A partir das componentes reais e imaginárias fornecidas pelo algoritmo do sistema Lock-In proposto, foi possível levantar a curva característica de Nyquist, apresentada na figura 40, para o sistema com solução na concentração de 0.075g/ml de sal e na faixa de 500Hz a 40kHz a 26 °C.

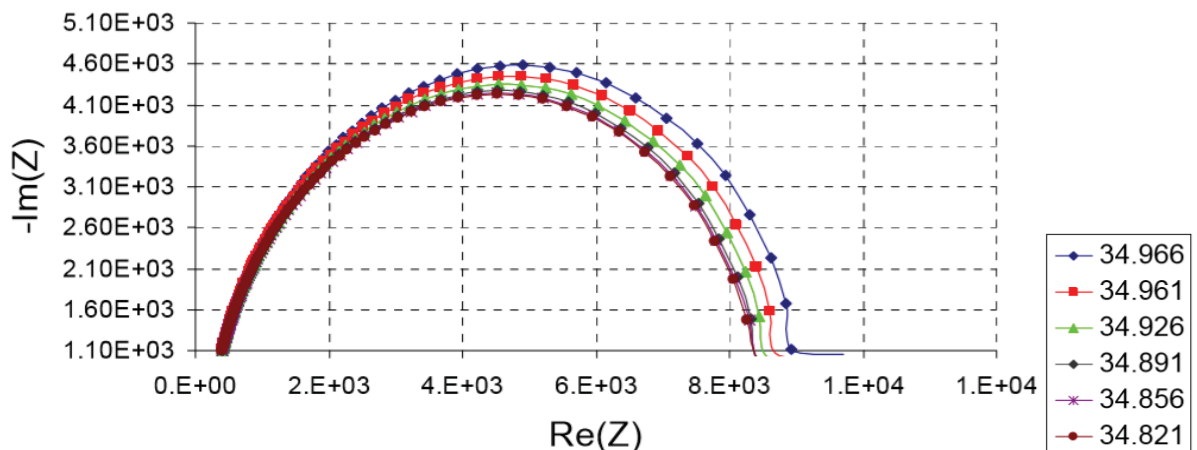
Figura 40 - Curva de Nyquist para o caso da solução de sal.



Fonte: O autor (2019)

É possível observar que a curva se aproxima da esperada para o modelo de circuito equivalente de Randles, porém sem contabilizar o R_s (resistência de entrada ou escala), como pode ser verificado pelo gráfico da figura 41, que apresenta resultado obtido em caso semelhante de medida de impedância complexa em soluções salinas em trabalho publicado por Bhat (2005).

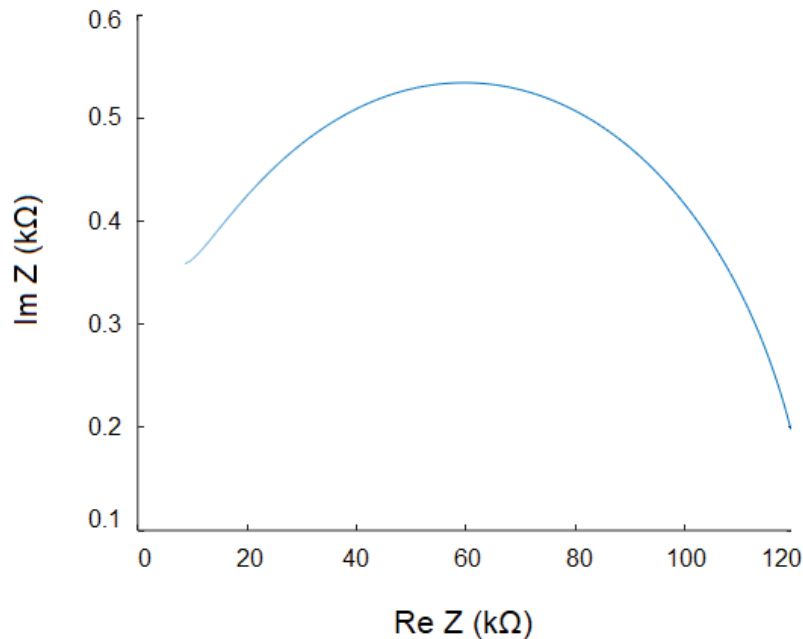
Figura 41 - Curva de Nyquist obtida para soluções de água salgada a partir de sensor capacitivo interdigital. A legenda denota concentrações de sal em unidade psu.



Fonte: Bhat (2005)

Também pode ser observada, pelo gráfico da figura 42, semelhança com a curva teórica do circuito equivalente de Randles, a partir das equações do capítulo 2, para valores de $C_d = 300\text{pF}$, $R_t = 100\text{k}\Omega$ e $R_s = 500\text{k}\Omega$.

Figura 42 - Curva teórica de Nyquist.



Fonte: O autor (2019)

O fenômeno de *drift* observado em alguns testes, pode ser atribuído à absorção de líquido pelo conjunto sensor-isolante que altera as suas características dielétricas. Também pôde ser verificada a influência da geometria composta pelos cabos de conexão. Em alguns casos, à medida que o volume de água acrescentado ia aumentando, a capacitância entre os cabos também aumentava e, conseqüentemente, as medidas gerais de impedância e capacitância.

A solução encontrada foi a troca dos cabos por uma extensão de trilha centrada em um dos eletrodos em paralelo a outra centrada no outro eletrodo. Dessa forma, o campo elétrico gerado nas trilhas que conectam o sensor aos sistemas de medida, fica concentrado majoritariamente entre esses condutores paralelos, diminuindo a influência do meio aquoso sobre a medida de impedância e capacitância.

CONCLUSÃO

Foi desenvolvido um sensor capacitivo interdigital integrado a um sistema de medição de impedância microcontrolado. Apresentou-se o projeto do sensor e de sua geometria, o projeto elétrico do sistema de aquisição e os materiais utilizados para isolamento. Foram descritas as medidas realizadas em bancada para caracterização e validação do sistema de medição de impedância.

Os testes iniciais avaliaram e compararam a resposta do sistema proposto com a do equipamento comercial LCR Meter Agilent 4263B para medidas de impedância e capacitância de elementos passivos (capacitores). Adicionalmente, foram realizados testes para avaliar a resposta em termos da reatância capacitiva do sistema proposto em relação à aplicação ao sensor de diferentes materiais de isolamento. Por fim, foram realizadas medidas que avaliaram a impedância de líquidos, com e sem contato galvânico (sensores isolados), com diferentes concentrações de soluto.

Dos resultados obtidos com os testes, os erros relativos apresentados na leitura de componentes passivos (de até próximo de 5%), demonstraram que o sistema proposto é consistente com o equipamento comercial em uma faixa de capacitâncias da ordem de pF a centenas de pF.

Nas medidas com líquidos em diferentes concentrações de soluto, pode-se verificar que há maior alteração nas medidas de impedância sem isolamento (relativo à parte real da impedância, ou seja, à resistência da solução) do que na medida da impedância com isolamento. Os dois comportamentos foram analisados pelo sistema proposto, o qual se mostrou consistente com o equipamento comercial para a maior parte dos testes.

Como forma de contribuir para a evolução dessa pesquisa, propõe-se avaliar adaptações no sistema de medida e no projeto do sensor de forma a averiguar os resultados com mudanças na geometria (número e dimensões dos *fingers*, trilhas em formato circular, outro dielétrico para o substrato, etc).

REFERÊNCIAS

AN, M. E. W.; HSIUNG, S. (2009). **Process and device for measuring the state of degradation of oils or fats**. Estados Unidos da América. Disponível em: <<https://docs.google.com/viewer?url=patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US20090009193.pdf>>.

Analog Devices. **AN-1070 – Application notes**. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1070.pdf>. Acesso em 10/06/2018.

ANGKAWISITPAN, N., MANASRI, T. (2012). **Determination of sugar content in sugar solutions using interdigital capacitor sensor**. Measurement Science Review 12, no. 1, 8-13.

BAHL, I. J. (2003). **Lumped Elements for RF and Microwave Circuits**. Artech House.

BHAT, Shreyas. (2005). **Salinity (conductivity) sensor based on parallel plate capacitors**. Graduate Theses and Dissertations. Scholar Commons, University of South Florida.

BEGTSSON, Lars E. (2012). **A microcontroller-based- lock-in amplifier for sub-milliohm resistance measurements**. Review of Scientific Instruments. 83, 075103.

BESSA, W. K. S. M. (2013). **Avaliação do método capacitivo de placas coplanares para determinação da umidade dos grãos de soja em movimento**. Universidade Federal do Paraná.

BEULLENS, K., KIRSANOV, D., IRUDAYARAJ, J., RUDNITSKAYA, A., LEGIN, A., NICOLAI, B.M., LAMMERTYN, J. (2006). **The electronic tongue and ATR-FTIR for rapid detection of sugars and acids in tomatoes**. Sensors and Actuators B: Chemical, 116 (1-2).

BEULLENS, K., MESZAROS, P., VERMEIR, S., KIRSANOV, D., LEGIN, A., BUYSSENS, S., CAP, N., NICOLAI, B.M., LAMMERTYN, J. (2008). **Analysis of tomato taste using two types of electronic tongues**. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 131 (1).

BLEIBAUM, R.N., STONE, H., TAN, T., LABRECHE, S., SAINT-MARTIN, E., ISZ, S. (2002). **Comparison of sensory and consumer results with electronic nose and tongue sensors for apple juices**. *Food Quality and Preference*, 13 (6).

BURCZYK, Lukasz; DAROWICKI, Kazimierz. (2018). **Local electrochemical impedance spectroscopy in dynamic mode of galvanic coupling**. *Electrochimica Acta*, Elsevier.

COLE, M., COVINGTON, J.A., GARDNER, J.W. (2011). **Combined electronic nose and tongue for a flavour sensing system**. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 156 (2),

FOUGERE, A. J. (2000). **New non-external field inductive conductivity sensor (NXIC) for long term deployments in biologically active regions**. OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37158), v. 1, p. 623–630.

GADANI, D. H., V. A. RANA, S. P. BHATNAGAR, A. N. PRAJAPATI, AND A. D. VYAS. (2012). **Effect of salinity on the dielectric properties of water**. *Indian Journal of Pure & Applied Physics*. Vol. 50, pp. 405-410.

GARG, R., BAHL, I., BOZZI, M. (1996). **Microstrip lines and slotlines**. Artech house.

GAVISH, Nir; PROMISLOW, Keith (2016). **Dependence of the dielectric constant of electrolyte solutions on ionic concentration: A microfield approach**. *Physical Review E* 94, no. 1: 012611.

GERSTL, M.; NAVICKAS, E.; FRIEDBACHER, G.; KUBEL, F.; AHRENS, M. FLEIG. (2011). **The separation of grain and grain boundary impedance in thin yttria stabilized zirconia (YSZ) layers.** Solid State Ionics. Elsevier.

HIEMENZ, Paul C.; LODGE, Timothy P. (2007). **Polymer Chemistry.** CRC Press, 2nd ed.

IVARSSON, P., HOLMIN, S., HOJER, N., KRANTZ-RULCKER, C., WINQUIST, F. (2001). **Discrimination of tea by means of a voltammetric electronic tongue and different applied waveforms.** Sensors and Actuators B: Chemical, 76 (1).

MAMISHEV, A. V.; SUNDARA-RAJAN, K.; YANG, F.; DU, Y.; ZAHN, M. (2004). **Interdigital sensors and transducers.** Proceedings of the IEEE, v. 92, n. 5, p. 808–844.

MARK, James E. (1999). **Polymer Data Handbook.** Oxford University Press.

MAXWELL, J. C. (1873). **A Treatise on Electricity and Magnetism.** Clarendon, Oxford. Vol. 1.

MCINTOSH, R. B.; CASADA, M. E. (2008). **Fringing field capacitance sensor for measuring the moisture content of agricultural commodities.** IEEE Sensors Journal, v. 8, n. 3, p. 240–247.

MIYAZAKI, Diogo R.; BONFIM, Marlio J. C.; RIBEIRO, Eduardo P.; FERRAZ, Rafael S.; FONSECA, Raiff S. (2018). **Microcontroller based lock in amplifier: A comparative study.** Chip in the Pampa, SFORUM – 18th Microelectronics Students Forum. Bento Gonçalves, Rio Grande do Sul.

NARDI, Maurício. (2017). **Analisador Não Invasivo da Concentração de Bilirrubina.** Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, Brasil.

NGO, T-T; BOURJILAT, A; CLAUDEL, J; KOURTICHE, D; NADI, M. (2016). **Design and realization of a planar interdigital microsensor for biological medium characterization.** In Next Generation Sensors and Systems, pp. 23-54. Springer, Cham.

NOVAKOWSKI, W., BERTOTTI, M., PAIXAO, T.R.L.C. (2011). **Use of copper and gold electrodes as sensitive elements for fabrication of an electronic tongue: Discrimination of wines and whiskies.** Microchemical Journal, 99 (1).

NUNES, Rafael Astuto Arouche. (2009). **Desenvolvimento e aplicação o de um amplificador *Lock-In* baseado em dsp.** Federal University of Rio de Janeiro, RJ, Brazil. August.

OLTHUIS, W; STREEKSTRA, W; BERGVELD, P. (1995). **Theoretical and experimental determination of cell constants of planar-interdigitated electrolyte conductivity sensors.** Sens. Actuators B 25, 252– 256.

ONG, K.G., GRIMES, C.A. (2000). **A resonant printcircuit sensor for remote query monitoring of environmental parameters.** Smart Materials and Structures, 9 (4), 421-428.

RADKE, Stephen M.; ALOCILJA, Evangelyn C.; (2004). **A high density microelectrode array biosensor for detection of E. coli O157:H7.** Biosensors and Bioelectronics. Elsevier.

RAMOS, P. M.; PEREIRA, J. M. D.; RAMOS, H. M. G.; RIBEIRO, A. L. (2008). **A four-terminal water-quality-monitoring conductivity sensor.** IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 57, n. 3, p. 577–583.

REMILLARD, Paul A., LITTLETON, Mass.; AMORELLI, Michael C.; DANVILLE, N.H. (1993). **U.S. Patent No. 5,210,484.** Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.

RANGLES, J.E.B.; SOMERTON, K.W. (1952). **Kinetics of rapid electrode reactions.** Trans. Farad. Soc. 48:937-950.

RIBEIRO, D.V.; SOUZA, C.A.C.; ABRANTES, J.C.C. (2015). **Use of Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS) to monitoring the corrosion of reinforced concrete.** Revista IBRACON de Estrutura e Materiais, SCIELO.

RIPKA, P. (2003). **Advances in fluxgate sensors.** Sensors and Actuators, A: Physical, v. 106, n. 1–3, p. 8–14.

ROBERTS, S. W. (1959). **Control Chart Tests Based on Geometric Moving Averages.** Technometrics. 1,239-250.

ROGOWSKI, W; STEINHAUS, W. (1912). **Die Messung der magnetischen Spannung.** Archiv Für Elektrotechnik.

RUKAVINA, Aleksandra Vuković. (2014). **Hand-held unit for liquid-type recognition, based on interdigital capacitor.** Measurement. Elsevier.

SCHIRRER, R.; THEPIN, P.; TORRES, G. (1992). **Water absorption, swelling, rupture and salt release in salt-silicone rubber compounds.** Journal of materials science 27, no. 13: 3424-3434.

SOPHOCLEOUS, Marios; Atkinson, John K. (2015). **A novel thick-film electrical conductivity sensor suitable for liquid and soil conductivity measurements.** Sensors and Actuators B: Chemical. Elsevier.

TIAN, S.Y., DENG, S.P., CHEN, Z.X. (2007). **Multifrequency large amplitude pulse voltammetry: A novel electrochemical method for electronic tongue.** Sensors and Actuators B: Chemical, 123 (2)

ÜLKER KARBEYAZ, B.; GENÇER, N. G. (2003) **Electrical conductivity imaging via contactless measurements: An experimental study.** IEEE Transactions on Medical Imaging, v. 22, n. 5, p. 627–635.

VARSHNEY, Madhukar; LI, Yanbin. (2009). **Interdigitated array microelectrodes based impedance biosensors for detection of bacterial cells**. Biosensors and Bioelectronics. Elsevier.

Underwriters Laboratories. (2005). **UL Standard for Safety for Polyvinyl Chloride, Polyethylene, and Rubber Insulating Tape, UL 510**. Oitava edição, 10 de fevereiro.

ANEXO I

Esquemático completo do circuito principal.

