

DIEGO DIAS DOS REIS

**DESENVOLVIMENTO DE SENSORES PLANARES EM TECNOLOGIA
DE CIRCUITOS IMPRESSOS PARA DETECÇÃO DE UMIDADE EM
MADEIRAS E PRESENÇA DE ÁGUA EM DUTOS HIDRÁULICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Ciências – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Cardoso Castaldo

Co-orientador: Prof. Dr. Sérgio Francisco Pichorim

CURITIBA

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

R375d Reis, Diego Dias dos
2015 Desenvolvimento de sensores planares em tecnologia de circuitos impressos para detecção de umidade em madeiras e presença de água em dutos hidráulicos / Diego Dias dos Reis .-- 2015.
117 f.: il.; 30 cm

Texto em português, com resumo em inglês.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2015.
Bibliografia: f. 104-108.

1. Detectores. 2. Circuitos impressos. 3. Medição.
4. Madeira - Umidade. 5. Água - Tubulações. 6. Processamento de sinais - Técnicas digitais. 7. Engenharia - Instrumentos. 8. Modelos matemáticos. 9. Métodos de simulação. 10. Engenharia elétrica - Dissertações. I. Castaldo, Fernando Cardoso, orient. II. Pichorim, Sérgio Francisco, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

CDD 22 -- 621.3

Título da Dissertação Nº. __684__

Desenvolvimento De Sensores Planares Em Tecnologia De Circuitos Impressos Para Detecção De Umidade Em Madeiras E Presença De Água Em Dutos Hidráulicos.

Por

Diego Dias dos Reis

Orientador: Prof. Dr. Fernando Cardoso Castaldo(UTFPR)

Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Francisco Pichorim (UTFPR)

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de **MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI** – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 14h do dia 31 de março de 2015. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores doutores:

Prof. Dr. Fernando Cardoso Castaldo
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Gustavo Theodoro Laskoski
(IFPR)

Prof. Dr. Antonio Carlos Pinho
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Emilio Carlos Gomes Wille, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

"A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Programa de Pós Graduação de Engenharia Elétrica e Informática Industrial."

Dedico este trabalho de mestrado a meus pais, – Dorival Dias dos Reis e Edna Maria Campos dos Reis – que com seus exemplos de vida, me incentivaram a passar por esta etapa da minha vida.

A meus avôs (Isaac e Ovídio – in memoriam) e avós (Isaura – in memoriam e Teresa) que sempre me ajudaram.

AGRADECIMENTOS

Com certeza estes parágrafos não irão atender a todas as pessoas que fizeram parte dessa importante fase da minha vida. Portanto, desde já peço desculpas àquelas que não estão presentes entre palavras, mas elas podem estar certas que fazem parte do meu pensamento e de minha gratidão.

Primeiramente agradeço a Deus, por ter me proporcionado a oportunidade de realizar este trabalho.

Reverencio os Professores Dr. Fernando Cardoso Castaldo e Dr. Sérgio Francisco Pichorim pelas suas dedicações e pelas suas orientações deste trabalho e, por meio deles, eu me reporto a toda comunidade da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) pelo apoio incondicional.

Agradeço ao Professor Dr. Antônio Carlos Pinho pelo pronto atendimento às dúvidas técnicas que surgiram durante o andamento do mestrado.

Aos meus colegas dos laboratórios LPD e BIOTA, Marcos, Elon, Caio, Thales e Gustavo e ao Aloisio que ajudou nas simulações, gostaria de externar minhas satisfações de poder conviver com eles durante a realização deste estudo e também pelas conversas produtivas que serviram de fonte de ideias e ajuda para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao CNPq e Capes pelo apoio financeiro na forma de bolsa de estudo, que contribuiu para a minha dedicação exclusiva ao mestrado.

Gostaria de deixar registrado também, o meu reconhecimento à minha família e a minha namorada Ana Claudia, pois acredito que sem o apoio deles seria muito difícil vencer este desafio.

Enfim, a todos que por algum motivo contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

REIS, Diego Dias. Desenvolvimento de sensores planares em tecnologia de circuitos impressos para detecção de umidade em madeiras e presença de água em dutos hidráulicos, 2015. 117 f. Dissertação (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná). Curitiba, 2015.

Neste trabalho é utilizado a tecnologia convencional de fabricação de circuitos impressos, que possuem vantagens de ser de baixo custo, facilidade de produção, tecnologia conhecida e divulgada, para se desenvolver dois tipos básicos de sensores planares. O primeiro um capacitivo que opera pela detecção da variação da permissividade do meio e um segundo do tipo passivo, *wireless* e ressonante (PWR) que varia a frequência ressonante em função da permissividade ou permeabilidade do meio. Além disso, são apresentadas análises matemáticas, simulações e medições. Com os sensores foram realizados testes para a detecção da presença de água em dutos hidráulicos e umidade em amostras de madeiras, cujos resultados indicam que os sensores atendem ao propósito de medição e podem ser utilizados para os seus fins específicos.

Palavras-chave: Detecção de dutos hidráulicos. Umidade em Madeira. Sensores Capacitivos. Sensores Planares.

ABSTRACT

REIS, Diego Dias. Development of planar sensors in printed circuit technology to detect moisture in wood and presence of water in hydraulic ducts, 2015. 117 f. Dissertation (Graduate Program in Electrical and Computer Engineering of Federal Technological University of Paraná). Curitiba, 2015.

In this work it was used the conventional manufacturing technology for printed circuits, which presents advantages of being low cost, known technology, for developing two basic types of planar sensors. The first one operates by capacitive measurements of variation of permittivity of medium and a second type of passive, wireless, resonant (PWR) which changes the resonant frequency as a function of permittivity or permeability. Furthermore, two types of sensors are described from the point of view of mathematical analysis, simulations, and measurements. Tests were performed to detect the presence of water in hydraulic ducts and moisture of wood samples. The results indicate that evaluated sensors serve the purpose and can be used for their specific applications.

Keywords: Detection of hydraulic ducts. Moisture in Wood. Capacitive Sensors. Planar Sensors.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 - Capacitor diferencial baseado na variação da distância entre as placas | 23 |
| Figura 2 - Diferencial baseado na variação da área efetiva entre as placas..... | 24 |
| Figura 3 - Linhas de campo elétrico (pontilhadas) e potencial (contínua) entre dois eletrodos planares..... | 26 |
| Figura 4 - Geometria de dois eletrodos planares | 26 |
| Figura 5 - Eletrodos Interdigitais..... | 27 |
| Figura 6 - Representação gráfica da capacitância por unidade de comprimento distribuída de n pares de eletrodos interdigitais, segundo a equação de Den Otter (2001)..... | 29 |
| Figura 7 - Capacitor Diferencial Planar..... | 31 |
| Figura 8 - Capacitor diferencial na presença de um corpo..... | 32 |
| Figura 9 - Bobina Monofilar e Bifilar de Tesla..... | 35 |
| Figura 10 - Layouts de bobinas monofilares planares..... | 35 |
| Figura 11 - Visão superior de uma bobina monofilar..... | 36 |
| Figura 12 - Modelo de um circuito π para bobinas monofilares em tecnologia de CI..... | 37 |
| Figura 13 - Modelo elétrico equivalente para sensor PWR planar monofilar em tecnologia de PCI..... | 38 |
| Figura 14 - Bobina monofilar planar | 42 |
| Figura 15 - Transformador fabricado usando a tecnologia de CI..... | 43 |
| Figura 16 - Modelo elétrico de um transformador com configuração em bobina bifilar | 45 |
| Figura 17 - Modelo elétrico equivalente para sensor PWR planar bifilar em tecnologia de PCI | 45 |
| Figura 18 - Transformador Empilhado..... | 47 |
| Figura 19 - Modelo Equivalente para bobinas bifilares proposta por Isik | 48 |
| Figura 20 - Representação visual da simulação de 2 eletrodos planares no <i>software</i> Maxwell... .. | 51 |
| Figura 21 - Matriz de Capacitâncias de 2 eletrodos planares no <i>software</i> Maxwell..... | 51 |
| Figura 22 - Representação do potencial elétrico e do fluxo do campo elétrico para dois eletrodos | 52 |
| Figura 23 - Representação visual da simulação de 2 e 3 eletrodos com substrato no <i>software</i> Maxwell..... | 53 |

| | |
|---|----|
| Figura 24 - Sensibilidade devido à presença de metais próximos..... | 54 |
| Figura 25 - <i>Driven Shield</i> | 54 |
| Figura 26 - <i>Buffer</i> /seguidor de tensão e fase do eletrodo e do shield..... | 55 |
| Figura 27 - Estrutura diferencial com <i>driven shields</i> e plano terra | 56 |
| Figura 28 - Estrutura diferencial com <i>driven shields</i> e plano terra na presença de um objeto..... | 58 |
| Figura 29 - Variação da capacitância em função do deslocamento no eixo z, em equilíbrio..... | 59 |
| Figura 30 - Sensor diferencial com o corpo deslocado entre dois eletrodos | 60 |
| Figura 31 - Variação da capacitância em função do deslocamento em x e z no <i>software</i> Maxwell..... | 60 |
| Figura 32 - Sensor diferencial com o corpo deslocado para o eletrodo da esquerda | 61 |
| Figura 33 - Variação da capacitância em função do deslocamento maior do corpo em x e z..... | 62 |
| Figura 34 - Modelo Elétrico do Sensor Capacitivo Diferencial Planar..... | 63 |
| Figura 35 - Circuito diferencial simulado no <i>software</i> Orcad..... | 63 |
| Figura 36 - Análise em frequência para o sensor capacitivo diferencial planar..... | 64 |
| Figura 37 – (a) Primeira versão e (b) versão final do sensor capacitivo diferencial fabricado | 66 |
| Figura 38 - <i>Driven Shields</i> do sensor capacitivo diferencial..... | 67 |
| Figura 39 - Sensor PWR fabricado..... | 68 |
| Figura 40 - Eletrodo Intedigital e layout do sensor realizado no Altium | 72 |
| Figura 41 - Valores de Capacitância para o sensor interdigital..... | 72 |
| Figura 42 - Eletrodo Intedigital com titanato de bário | 73 |
| Figura 43 - Valores de Capacitância para o sensor interdigital com presença do titanato de bário | 73 |
| Figura 44 - Diagrama em blocos do PLL testado | 78 |
| Figura 45 - Captura do sinal | 78 |
| Figura 46 – Faixa de frequências que o PLL testado trabalha..... | 78 |
| Figura 47 - PCI da instrumentação do sensor capacitivo diferencial | 79 |
| Figura 48 - Sinais da modulante e da portadora | 80 |
| Figura 49 - Sinal modulado na saída do AD630KN..... | 80 |
| Figura 50 - Espectro do tipo AM-DSBSC do sinal modulado | 80 |
| Figura 51 - Sinal diferencial com ganho | 81 |

| | |
|--|-----|
| Figura 52 - Sinal demodulado na saída do AD630KN | 81 |
| Figura 53 - Sinal recuperado na saída do filtro | 82 |
| Figura 54 - Espectro do sinal recuperado | 82 |
| Figura 55 - Objeto aproximando do par de eletrodos 1 e 2 que diminui a amplitude de tensão do sinal recuperado | 83 |
| Figura 56 – Objeto aproximando do par de eletrodos 2 e 3 que aumenta a amplitude de tensão do sinal recuperado | 83 |
| Figura 57 - Estrutura de simulação de parede | 84 |
| Figura 58 - Presença de duto hidráulico em frente ao sensor | 84 |
| Figura 59 - Circuito e equipamento DUT para teste do SR850 | 85 |
| Figura 60 - Valor obtido para o DUT usando o SR850..... | 86 |
| Figura 61 - Deslocamentos perpendicular e paralelo ao sensor | 87 |
| Figura 62 - Tensão do sinal recuperado com o deslocamento do duto hidráulico | 88 |
| Figura 63 - Tensão do sinal recuperado com o deslocamento da estrutura..... | 89 |
| Figura 64 - Deslocamento paralelo ao sensor diferencial..... | 90 |
| Figura 65 - Tensão do sinal recuperado com o deslocamento da estrutura na direção X | 91 |
| Figura 66 - Correlação Visual | 92 |
| Figura 67 - Correlação visual dos sinais de saída dos eletrodos | 93 |
| Figura 68 - Tipos de madeiras testadas | 94 |
| Figura 69 - Amostras das madeiras utilizadas | 94 |
| Figura 70 - Quatro “sanduíches” dos sensores com as amostras das madeiras..... | 95 |
| Figura 71 - (1) Dip-meter para analisar a frequência de ressonância de forma remota. (2) Osciloscópio para ter uma maior precisão na medição da ressonância do sensor PWR. (3) Conjunto madeiras e sensor sob medição..... | 96 |
| Figura 72 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação à porcentagem de umidade presente no Cedro | 97 |
| Figura 73 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação a porcentagem de umidade presente no Pinus | 98 |
| Figura 74 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação a porcentagem de umidade presente no Cambará | 98 |
| Figura 75 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação a porcentagem de umidade presente na Cabriúva | 99 |
| Figura 76 - Bloco Modulação do Sensor Capacitivo Diferencial..... | 109 |
| Figura 77 - Bloco Driven Shield do Sensor Capacitivo Diferencial | 109 |

| | |
|---|-----|
| Figura 78 - Bloco Alimentação do Sensor Capacitivo Diferencial | 110 |
| Figura 79 - Bloco Amplificação do Sensor Capacitivo Diferencial | 110 |
| Figura 80 - Bloco Demodulação de Sensor Capacitivo Diferencial..... | 111 |
| Figura 81 - Bloco Filtragem do Sensor Capacitivo Diferencial | 111 |
| Figura 82 - Sistema controlador genérico | 112 |
| Figura 83 - Sistema PLL e formas de onda nas saídas de cada bloco | 113 |
| Figura 84 - Processo transiente de captura | 114 |
| Figura 85 - Diagrama em blocos do sensor capacitivo com PLL..... | 115 |
| Figura 86 - Estrutura de um Carrier Amplifier..... | 115 |
| Figura 87 - Modulação AM-DSBTC e seu espectro para divisão de tensão..... | 116 |
| Figura 88 - Modulação AM-DSBSC e seu espectro para circuito ponte | 116 |

LISTA DE QUADROS

| | |
|---|----|
| Quadro 1 - Vantagens e Desvantagens dos sensores diferenciais | 22 |
|---|----|

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 - Coeficientes para a fórmula modificada de Wheeler | 39 |
| Tabela 2 - Coeficientes para expressão da placa de corrente | 39 |
| Tabela 3 - Coeficientes para Ajuste de dados a expressões monômias..... | 40 |
| Tabela 4 - Capacitâncias mútuas simuladas para 2 e 3 eletrodos com substrato no Maxwell. 53 | |
| Tabela 5 - Capacitâncias mútuas simuladas para a estrutura diferencial com <i>driven shield</i> no Maxwell..... | 57 |
| Tabela 6 - Expressões para o cálculo do somatório da equação de Den Otter | 70 |
| Tabela 7 - Valor da capacitância de um par de eletrodos propostas por Chen e Den Otter | 71 |
| Tabela 8 - Valor da indutância monofilar teórico e medida pelo analisador 4294A..... | 74 |
| Tabela 9 - Valor da indutância total do sensor PWR teórico e medido..... | 75 |
| Tabela 10 - Valor da capacitância do sensor PWR teórico e medido..... | 76 |
| Tabela 11 - Tensão RMS obtida do sinal com o SR850 com a presença de um duto hidráulico. | 88 |
| Tabela 12 - Tensão RMS obtida do sinal com o SR850 na presença da estrutura | 89 |
| Tabela 13 - Tensão RMS com o deslocamento paralelo obtida com o SR850 | 90 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|---------------|--|
| μm | micrômetro |
| BIOTA | Laboratório de Biotelemetria Aplicada |
| C | Capacitância |
| C | coulomb |
| cm | centímetro |
| dB | decibel |
| F | farad |
| f_o | Frequência de Ressonância |
| FEM | Método de Elementos Finitos |
| FPB | Filtro Passa-Baixa |
| H | henry |
| J | Densidade de corrente |
| K | Sensibilidade do Capacitor Diferencial |
| L | Indutância |
| LPD | Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento |
| m | metro |
| nH | nano henry |
| PCI | Placa de Circuito Impresso |
| PDS | Processamento Digital de Sinais |
| PLL | Phase Locked Loop |
| PSD | Densidade Espectral de Potência |
| PSF | Ponto de Saturação das Fibras |
| PWR | Passivo, Wireless e Ressonante |
| R | Resistência |
| RMS | Valor Eficaz (Root Mean Square) |
| SNR | Relação Sinal/Ruído |
| UTFPR | Universidade Tecnológica Federal do Paraná |
| V | volt |
| VCO | Oscilador de Controle |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 17 |
| 1.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 17 |
| 1.2 | OBJETIVOS | 17 |
| 1.3 | ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO..... | 18 |
| 2 | SENSORES PLANARES EM TECNOLOGIA DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO (PCI)..... | 19 |
| 2.1 | PROCESSO DE PRODUÇÃO DE PCIS..... | 19 |
| 2.2 | SENSOR CAPACITIVO..... | 21 |
| 2.3 | SENSOR CAPACITIVO COM ELETRODOS PLANARES..... | 25 |
| 2.3.1 | Expressões para cálculo da capacitância de um sensor capacitivo com eletrodos planares | 25 |
| 2.4 | SENSOR CAPACITIVO COM ELETRODOS PLANARES DIFERENCIAL..... | 30 |
| 2.4.1 | Variação da permissividade com a presença de um objeto com permissividade diferente do ar..... | 31 |
| 2.5 | SENSOR PWR..... | 33 |
| 2.5.1 | Modelo Elétrico para Sensor PWR planar monofilar..... | 37 |
| 2.5.2 | Determinação da indutância de bobinas monofilares planares..... | 38 |
| 2.5.3 | Determinação da Resistência de bobinas monofilares planares..... | 40 |
| 2.5.4 | Determinação da Capacitância de bobinas monofilares planares..... | 41 |
| 2.6 | SENSOR PWR PLANAR BIFILAR..... | 43 |
| 2.6.1 | Modelo Elétrico para Sensor PWR planar bifilar..... | 44 |
| 2.6.2 | Determinação da indutância total e mútua da bobina bifilar planar..... | 46 |
| 2.6.3 | Determinação das Resistências e Capacitâncias da bobina bifilar planar..... | 47 |
| 2.7 | CONCLUSÃO | 49 |
| 3 | SIMULAÇÃO E CONFECÇÃO DOS SENSORES..... | 50 |
| 3.1 | SIMULAÇÕES BASEADA EM FEM..... | 50 |
| 3.2 | SIMULAÇÕES BASEADO EM FEM PARA DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DO SENSOR CAPACITIVO DIFERENCIAL PLANAR..... | 52 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 3.3 | SIMULAÇÕES BASEADO EM FEM PARA DETERMINAÇÃO DA VARIAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DO SENSOR CAPACITIVO DIFERENCIAL PLANAR NA PRESENÇA DE OBJETO COM PERMISSIVIDADE DIFERENTE AO DO AR..... | 57 |
| 3.4 | SIMULAÇÃO DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO SENSOR CAPACITIVO DIFERENCIAL PLANAR..... | 62 |
| 3.5 | SENSORES FABRICADOS..... | 65 |
| 3.6 | CONCLUSÃO..... | 68 |
| 4 | RESULTADOS..... | 69 |
| 4.1 | CÁLCULOS TEÓRICOS..... | 69 |
| 4.2 | EXPERIMENTOS REALIZADOS E DADOS OBTIDOS COM OS SENSORES FABRICADOS... | 76 |
| 4.3 | CONCLUSÃO..... | 99 |
| 5 | CONCLUSÃO..... | 101 |
| | REFERÊNCIAS..... | 104 |
| | APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO SENSOR CAPACITIVO DIFERENCIAL. | 109 |
| | APÊNDICE B - TÉCNICAS DE INSTRUMENTAÇÃO..... | 112 |

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

Nas últimas décadas, a indústria e a construção civil utilizam sensores nas suas linhas de produção para monitorar os seus produtos e as suas etapas de produção. Alguns dos sensores mais utilizados para isto são os sensores capacitivos e indutivos. Os capacitivos são largamente utilizados para a detecção de objetos, sejam metálicos ou não como vidro, plástico, papelão, madeira ou granulados, pós de natureza mineral como talco, cimento e argila. Também, são usados para a detecção de líquidos, sejam eles condutivos ou não, de diferente viscosidade ou cor (WEG, 2014), já os indutivos são utilizados para contar e detectar a passagem de peças, medir velocidade, medir materiais de baixa resistência mecânica (COMAT RELECO, 2015). Entretanto, o fator custo é ainda crucial, pois para aquisição de uma unidade dos sensores, os valores variam da ordem de R\$ 360,00 a R\$ 750,00 (BALLUF SENSORS, 2014), devido à tecnologia e os materiais utilizados para a fabricação destes sensores.

Uma alternativa interessante para substituir tecnologias de alto custo utilizadas na fabricação de sensores comerciais, consiste em produzir os sensores com a tecnologia de placas de circuito impresso (PCI), devido aos fatores como disponibilidade de materiais de baixo custo, fabricação rápida do sensor. Além disso, a tecnologia de circuito impresso possibilita a customização de projetos para várias aplicações do tipo elétricas, mecânicas, físicas, biológicas, químicas.

1.2 Objetivos

O objetivo principal do presente trabalho consiste no desenvolvimento e estudo de dois sensores planares em tecnologia PCI, para aplicações na área de construção civil e para medição de umidade em madeira, além de uma instrumentação para processar o sinal.

O primeiro sensor planar do tipo capacitivo trabalha com a variação da permissividade do meio. O segundo consiste de um sensor passivo, *wireless* e ressonante (PWR) que trabalha com a variação da frequência de ressonância devido a mudanças na permissividade ou permeabilidade.

Para tanto, foi necessário alcançar outros objetivos parciais e específicos como, o estudo da tecnologia de PCIs, a realização de uma análise matemática para o desenvolvimento dos sensores, um estudo dos *softwares* de simulação e equipamentos de medição.

1.3 Organização do Trabalho

No capítulo Sensores Planares em Tecnologia PCI é realizada uma introdução das etapas de fabricação de uma PCI, a apresentação de alguns modelos matemáticos presentes na literatura para o desenvolvimento dos sensores capacitivo e PWR.

No capítulo Simulação e Confeção dos Sensores é realizado um estudo inicial do *software* Maxwell, a apresentação do conceito de *driven shields*, e simulações do sensor capacitivo na presença de um objeto. Além disso, é apresentada a simulação do circuito elétrico correspondente do sensor capacitivo planar e por fim, a confecção dos sensores fabricados.

No capítulo Resultados são testados os cálculos teóricos necessários para obtenção dos parâmetros elétricos dos sensores, a apresentação dos experimentos realizados, como foi realizada, os dados obtidos e análise destes dados.

No capítulo Conclusão realiza-se a finalização do trabalho e apresentação de projetos futuros com os sensores desenvolvidos.

2 **SENSORES PLANARES EM TECNOLOGIA DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO (PCI)**

A implementação da tecnologia de fabricação de PCI para o desenvolvimento principalmente de sensores, esta ocorrendo devido a fatores como custo baixo, facilidade do processo de produção e a possibilidade de customização dos sensores para diversas aplicações, diferente dos sensores comerciais que utilizam tecnologias caras na sua fabricação fazendo com que tenham um custo elevado e a não dificuldade de uma customização.

A tecnologia PCI, tem sido aplicada para o desenvolvimento de sensores de corrente (RIPKA et al., 2005, p. 433), sensores capacitivos para detecção de bolhas de ar dentro de fluídos (VU QUOC et al., 2014, p. 237), sensores magnéticos *fluxgate* (BASCHIROTTO et al., 2006, p. 413), sensores de deslocamento indutivos e capacitivos (BLAZ et al., 2012, p. 394), sensores de temperatura (SAUTER et al., 2014, p. 748), entre outros.

Além disso, esta tecnologia esta sendo aplicada para o desenvolvimento de sensores planares que detectam variações de permissividade e/ou permeabilidade, ou seja, sensores capacitivos e sensores PWR que trabalham na frequência de ressonância. Por exemplo, os sensores capacitivos que usam a tecnologia PCI, estão sendo utilizados para monitoração da espessura de gelo em regiões polares (YINKE; XIAOMIN, 2013, p. 27) e o PWR para aplicações médicas como medição de tensão e elasticidade de tendões (PICHORIM; ABATTI, 2006, p. 921).

2.1 **Processo de produção de PCIs**

Para a fabricação de uma PCI, independentemente se é um processo industrial ou artesanal, é necessário a realização de algumas etapas para a obtenção de um produto final. Estas etapas são mostradas a seguir.

- Criação do esquema elétrico e do desenho – consiste na produção do projeto de uma PCI, realizada por pessoas com conhecimento em elétrica ou eletroeletrônica, através de *softwares* específicos.

- Criação de fotolitos – consiste de um filme fotorresistente, no qual esta presente o esquema elétrico, feita de material sensível à luz à base de acetato, papel vegetal ou laser filme, com o objetivo de criar um revestimento para proteger a camada de cobre das PCIs da ação dos raios ultra-violeta, evitando oxidações e curto-circuitos.
- Perfuração das placas – consiste na realização dos furos nas placas de cobre onde os componentes eletroeletrônicos serão colocados, geralmente realizados por máquinas com o auxílio de brocas de diâmetros diferentes.
- Limpeza e metalização dos furos – consiste na retirada de impurezas presentes nas PCIs e colocação em recipientes de cobre, no qual toda a área da placa e os furos presentes, recebe uma fina camada de cobre.
- Transferência do fotolito – consiste na aplicação do esquema elétrico nas PCIs.
- 2ª etapa de metalização – consiste da aplicação de um elemento metálico utilizado para reforçar a camada de cobre nas regiões expostas, como as trilhas do esquema elétrico e os furos. Geralmente, utiliza-se o estanho, mas outros materiais podem ser utilizados.
- Corrosão – consiste em colocar as PCIs em tanques com componentes químicos para a remoção do estanho das áreas não protegidas.
- Aplicação de máscara de solda – consiste de um tipo de verniz constituído de polímeros que dão um revestimento capaz de proteger permanentemente os traços de cobre das PCIs.
- Serigrafia – consiste na impressão de informações dos componentes, como nome e posições dos componentes úteis posteriormente na montagem dos componentes eletrônicos.

Apesar da tecnologia de PCI possuir várias etapas, o seu processo de fabricação é rápido, de custo baixo e possibilita a implementação e customização para várias aplicações, como o desenvolvimento de sensores planares do tipo resistivo, capacitivo e indutivo.

2.2 Sensor capacitivo

O capacitor é um componente eletrônico que armazena cargas elétricas na forma de um campo eletrostático e mantém durante certo período, mesmo que a alimentação seja retirada.

Segundo a Lei de Gauss, o fluxo elétrico total através de qualquer superfície fechada é igual à carga total encerrada por essa superfície. Logo, para se ter um capacitor precisa haver dois ou mais condutores carregados com cargas iguais e sinais contrários, para que as linhas de fluxo que saem de um condutor terminem na superfície do outro condutor, sob a diferença de um potencial.

Da Lei de Gauss e da presença de uma diferença de potencial, define-se a capacitância como sendo a relação entre a quantidade de carga acumulada por um corpo e a diferença de potencial elétrico que o corpo assume, sendo dado pela expressão (1) (IRWIN, 2000). Em que C é a capacitância expressa em farad (F), ϵ é a permissividade dielétrica dado em farad por metro (F/m), E é o campo elétrico dado em volt por metro (V/m), Q é a carga elétrica armazenada medida em coulomb e ΔV é a diferença de potencial medido em volt (V).

$$C = \epsilon \oint \vec{E} \cdot \vec{dS} / \int \vec{E} \cdot \vec{dl} = Q / \Delta V \quad (1)$$

Uma das primeiras aplicações com capacitores corresponde ao estudo da configuração envolvendo placas paralelas, no qual cada placa possui uma área A , estão separadas por uma distância d e estão carregadas com cargas iguais e de sinais contrários. No caso ideal, a distância entre as placas é muito pequena e o espaço entre elas esta preenchido por um material dielétrico homogêneo. Com isso, o campo elétrico pode ser considerado uniforme e sem perdas de fluxo nas bordas das placas. Para um capacitor de placas paralelas, a capacitância é representada pela expressão (2).

$$C = Q / \Delta V = \epsilon A / d \quad (2)$$

Com a expressão (2), por exemplo, ao variar a distância d , a capacitância entre duas placas varia inversamente proporcional, com isso, a utilização desta configuração de capacitor como sensor capacitivo se mostra aplicável.

Entretanto, no desenvolvimento de um sensor capacitivo, a configuração mais utilizada é a diferencial, formada por três placas planas paralelas, em que as placas exteriores são geralmente fixas e a placa central móvel, responde a variável mensurável. O uso de sensores capacitivos diferenciais está sendo aplicado para detectar a presença de danos como fratura de fibras nos materiais compósitos leves presente em aeronaves (ENSHENG; XIANGBIN; HE, 2013, p. 244), para controle eletrônico de estabilidade em veículos (PETKOV; BALANCHANDRAN; BEINTNER, 2014, p. 262). Além disso, para deflexão vertical de pontes de atuadores de silício micro-eletromecânica (HORENSTEIN; PERREAULT; BIFANO, 2000, p. 53) e atuação termocapilar produzido por gotas em dispositivos de microfluidos (CHEN et al., 2004).

As capacitâncias C_1 e C_2 presentes no capacitor diferencial (figura 1) variam de forma igualitária e sofrem a mesma mudança, porém em direções opostas (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001). Estas capacitâncias não são lineares, entretanto a saída é linear devido a medição diferencial que apresenta maior sensibilidade que um capacitor simples. Estes sensores capacitivos apresentam tamanho pequeno, construção robusta e pequeno deslocamento volumétrico, conforme descrito no quadro 1. Contudo, o sinal de saída é fraco, sendo necessário o uso de amplificadores que podem adicionar erros nas medições (JUEVES, 2009).

| Vantagens | Desvantagens |
|----------------------------------|--|
| Simplicidade mecânica | Resistências Parasitas |
| Massa e tamanho pequeno | Alta impedância de saída |
| Alta resolução e sensibilidade | Facilmente afetado por campos eletromagnéticos |
| Boa reprodutibilidade | Necessidade de blindagem |
| Estabilidade em alta temperatura | Necessidade de guardas <i>shields</i> |
| Fácil integração em CI | |
| Mínimo erro de atrito | |

Quadro 1 - Vantagens e Desvantagens dos sensores diferenciais

Fonte: JUEVES, 2009.

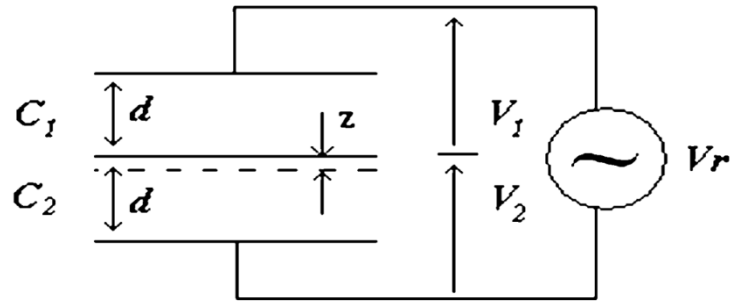


Figura 1 – Capacitor diferencial baseado na variação da distância entre as placas.

Fonte: Adaptado de PALLÁS-ARENY; WEBSTER, 2001.

Segundo Pallás-Areny e Webster (2001), os valores de capacitância mostrados na figura 1 são dados pela equação (3) e (4).

$$C_1 = \varepsilon A / (d + z) \quad (3)$$

$$C_2 = \varepsilon A / (d - z) \quad (4)$$

Já as respectivas quedas de tensão em cada capacitor, são mostradas pela equação (5) e (6), considerando a aplicação de sinais harmônicos.

$$V_1 = \left[V_r / \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) = V_r \left[\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right] \quad (5)$$

$$V_2 = \left[V_r / \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) = V_r \left[\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right] \quad (6)$$

Substituindo as capacitâncias apresentadas em (3) e (4) nas equações das quedas de tensão apresentadas em (5) e (6), têm-se as equações (7) e (8).

$$V_1 = V_r \left[\frac{(1/(d - z))}{1/(d + z) + 1/(d - z)} \right] = V_r \left[\frac{(d + z)}{2d} \right] \quad (7)$$

$$V_2 = V_r \left[\frac{(1/(d+z))}{1/(d+z) + 1/(d-z)} \right] = V_r \left[\frac{(d-z)/2d}{1} \right] \quad (8)$$

Realçando a diferença entre as equações (7) e (8), obtém a equação (9) que corresponde a uma saída linear, com um aumento sensível em comparação com um único capacitor.

$$V_1 - V_2 = V_r \left[\left(\frac{(d+z)/2d}{1} \right) - \left(\frac{(d-z)/2d}{1} \right) \right] = V_r \left(\frac{z}{d} \right) \quad (9)$$

As equações demonstradas de (3) a (9) são usadas quando ocorre variação da distância d entre as placas. Entretanto, quando o termo que varia é a área efetiva entre as placas (figura 2), as equações das capacitâncias C_1 e C_2 são representadas por (10) e (11), respectivamente. O parâmetro w presente nas equações corresponde à altura das placas e z_0 e z os deslocamentos.

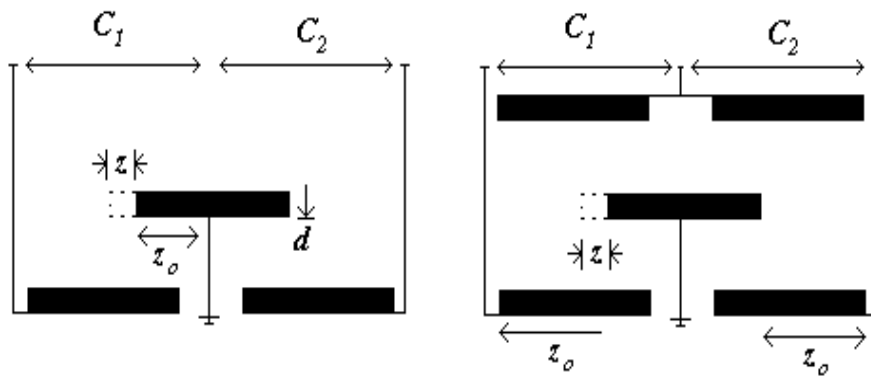


Figura 2 - Diferencial baseado na variação da área efetiva entre as placas.

Fonte: Adaptado de PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001.

$$C_1 = \varepsilon \left(\frac{w (z_0 - z)/d}{1} \right) = \varepsilon \left(\frac{w}{d} \right) z_0 \left(\frac{(z_0 - z)/z_0}{1} \right) = C_0 \left(\frac{(z_0 - z)/z_0}{1} \right) \quad (10)$$

$$C_2 = \varepsilon \left(\frac{w (z_0 + z)/d}{1} \right) = \varepsilon \left(\frac{w}{d} \right) z_0 \left(\frac{(z_0 + z)/z_0}{1} \right) = C_0 \left(\frac{(z_0 + z)/z_0}{1} \right) \quad (11)$$

A implementação deste tipo de sensor utilizando a tecnologia PCI é possível de implementação, entretanto não há vantagem em relação às outras técnicas de fabricação.

2.3 Sensor Capacitivo com eletrodos planares

O sensor capacitivo com eletrodos planares é formado por dois eletrodos fixos, pertencentes ao mesmo plano, por isso do uso de tecnologia PCI na fabricação. Possui uma vantagem em relação ao formado por placas paralelas, que consiste na detecção ou rastreamento de objetos que se aproximam da sua região de sensibilidade, devido principalmente a variação da permissividade.

Entretanto, diferente do sensor capacitivo tradicional, o formado por eletrodos planares apresenta a dificuldade de obtenção de modelos analíticos, devido às linhas de campo elétrico presentes nesta configuração apresentarem uma distribuição não uniforme como ocorre em capacitores de placas paralelas.

2.3.1 Expressões para cálculo da capacitância de um sensor capacitivo com eletrodos planares

O campo elétrico se distribui no espaço conforme visto na figura 3, no qual as linhas de campo elétrico se apresentam tracejadas e a distribuição de potencial entre os eletrodos em linha contínua. Na literatura alguns autores demonstraram o cálculo da capacitância para eletrodos planares (CHEN et al., 2004; DEN OTTER, 2001, p. 140).

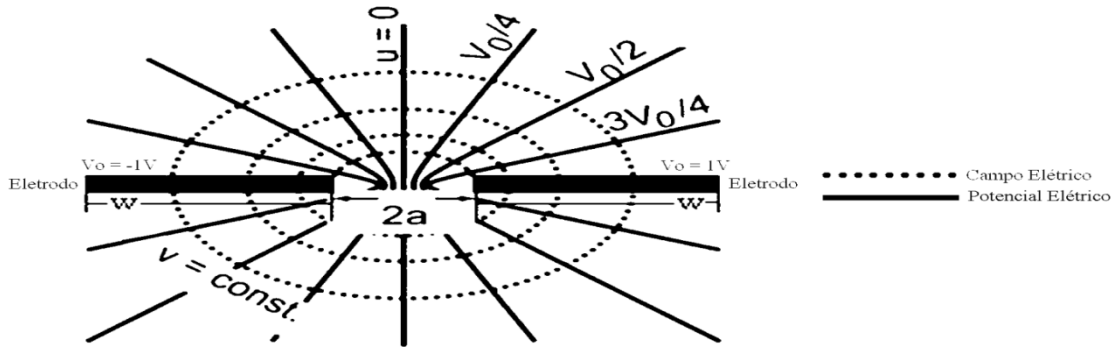


Figura 3 - Linhas de campo elétrico (pontilhadas) e potencial (contínua) entre dois eletrodos planares.

Fonte: Adaptada de CHEN et al., 2004.

- **Expressão Deduzida por Chen.**

Para o cálculo da capacitância entre dois eletrodos, Chen et al., (2004) fixou alguns valores iniciais como a distância entre os eletrodos denominada de $2a$, a diferença de potencial entre eletrodos de $2V_0$, comprimento na direção z denominado L , largura w , no qual $L \gg w$. Além disso, os eletrodos estão presentes num meio de permissividade ϵ_r (figura 4).

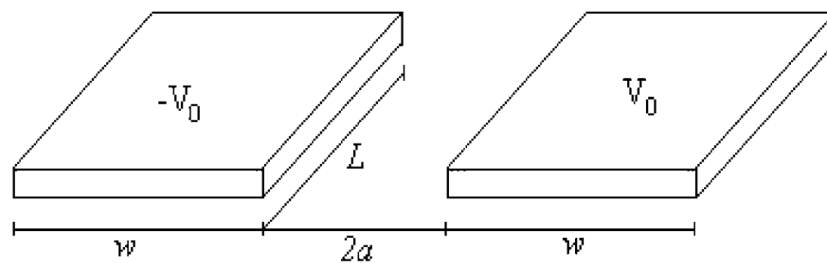


Figura 4 - Geometria de dois eletrodos planares.

Fonte: Autoria própria.

Segundo Chen et al., (2004), a distribuição do campo elétrico em duas dimensões pode ser resolvida conforme a técnica de mapeamento que usa a transformada inversa do cosseno apresentada por Ramo, Whinnery e Van Duzer, (1994). Com isso, a quantidade de carga na superfície de um par de eletrodos planares é mostrado na equação (12).

$$Q = (4 \epsilon_r \epsilon_0 L V_0 / \pi) \ln \left[\left(1 + \frac{w}{a} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{w}{a} \right)^2 - 1} \right] \quad (12)$$

Substituindo a equação (12) na equação (1) e sabendo que a diferença de potencial vale $2V_0$, obtém a equação (13) que corresponde à capacitância apresentada por Chen et al., 2004.

$$C = (2 \varepsilon_r \varepsilon_0 L / \pi) \ln \left[\left(1 + \frac{w}{a} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{w}{a} \right)^2 - 1} \right] \quad (13)$$

A equação (13) será verificada posteriormente no capítulo resultados.

- **Expressão Deduzida por Den Otter.**

Para o cálculo da capacitância entre eletrodos, Den Otter (2001, p. 140) utiliza o conceito de eletrodos interdigitais (figura 5). No qual assume que a espessura de cada lâmina é muito menor em comparação as outras dimensões presentes, a largura de cada eletrodo é uniforme correspondendo a w e s o espaçamento entre trilhas.

Além disso, o comprimento de cada eletrodo p , considerando a diferença de potencial igual a $2V_0$ e o número de lâminas paralelas é grande e com presença de uma periodicidade, a soma de w com s vale a , como mostrado na equação (14).

$$a = s + w \quad (14)$$

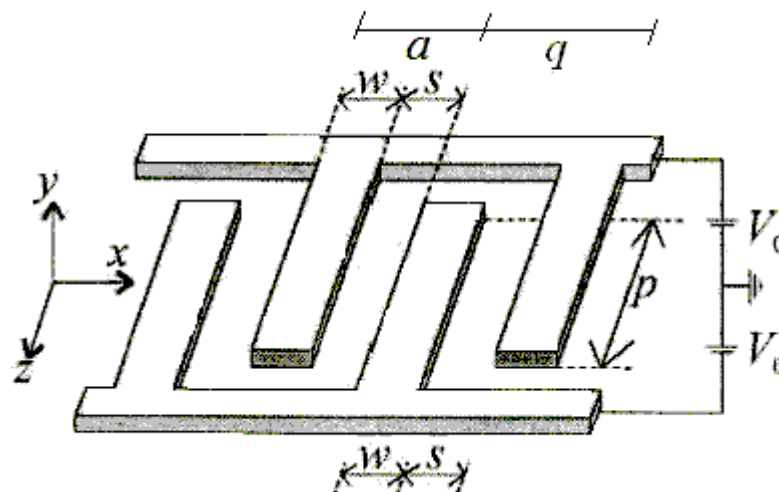


Figura 5 - Eletrodos Interdigitais.

Fonte: Adaptado de DEN OTTER, 2001, p. 140.

Segundo Den Otter (2001, p. 140), a quantidade de carga presente num único eletrodo pode ser calculada utilizando o teorema de Gauss, como mostrado na equação (15).

$$Q = p \int_{s/2}^{s/2+w} \sigma(x) dx = - \lim_{y \rightarrow 0} 2\epsilon p \int_{s/2}^{s/2+w} \left(\frac{\partial V(x, y)}{\partial x} \right) dx \quad (15)$$

No qual o termo σ representa a densidade de carga superficial e ϵ a permissividade. O potencial de eletrodos interdigitais é representado pela expressão (16) (DEN OTTER, 2001, p. 140).

$$V(x, y) = (4 V_0 / \pi) \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} J_0 \left(\frac{(2n-1)\pi s}{2a} \right) x \sin \left(\frac{(2n-1)\pi x}{a} \right) \exp \left[-\frac{(2n-1)\pi |y|}{a} \right] \right] \quad (16)$$

O termo n corresponde ao número de pares de eletrodos formados. O termo J_0 representa a função de Bessel de 1ª espécie de índice zero. A função Bessel de índice p é a resolução de equações diferenciais ordinárias (EDO), como as mostradas na equação (17) (BRIETZKE, 2014).

$$x^2 y'' + xy' + (x^2 - p^2) = 0 \quad (17)$$

Que ao resolvê-la, chegará à equação de Bessel de 1ª espécie de índice p , dada pela expressão (18) (BRIETZKE, 2014).

$$J_p(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{(n! \Gamma(n+p+1))} \right] (x/2)^{2n} \quad (18)$$

Substituindo p igual à zero na equação (18), o termo $\Gamma(n+1)$ representa a função gama, que vale $n!$. Com isso, obtém a função de Bessel de 1ª espécie de índice zero dado pela expressão (19) (BRIETZKE, 2014).

$$J_0(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{(n!)^2} \right] (x/2)^{2n} \quad (19)$$

Substituindo as expressões (15), (16) e (19) na equação (1), obtém a equação (20) que corresponde à expressão da capacitância de eletrodos interdigitais apresentada por Den Otter (2001, p. 140).

$$C = p q \left(\frac{4}{\pi a}\right) \varepsilon \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2n-1}\right) J_0^2 \left[\frac{(2n-1)\pi s}{2a} \right] \quad (20)$$

O termo q presente na equação (20) denota a largura da área formada pelos eletrodos interdigitais (DEN OTTER, 2001, p. 140). Por exemplo, na figura 5 o termo q esta sendo mostrado para um par somente de eletrodos e corresponde à soma de $w + s + w$, para dois pares corresponde à soma de $w + s + w + s + w$, ou seja, conforme aumenta o número de pares o termo q vai aumentando de $w + s$ ou a como representado pela equação (14) para cada par.

Na figura 6, há uma representação gráfica da capacitância de eletrodos interdigitais conforme o número de pares vai aumentando, no qual foi utilizado a equação (20) e o *software* Excel para realizar os cálculos. Para isso, foi considerado o comprimento p de 100 centímetros (cm), uma largura w de 1 cm e o espaçamento entre os eletrodos s de 2,6 cm.

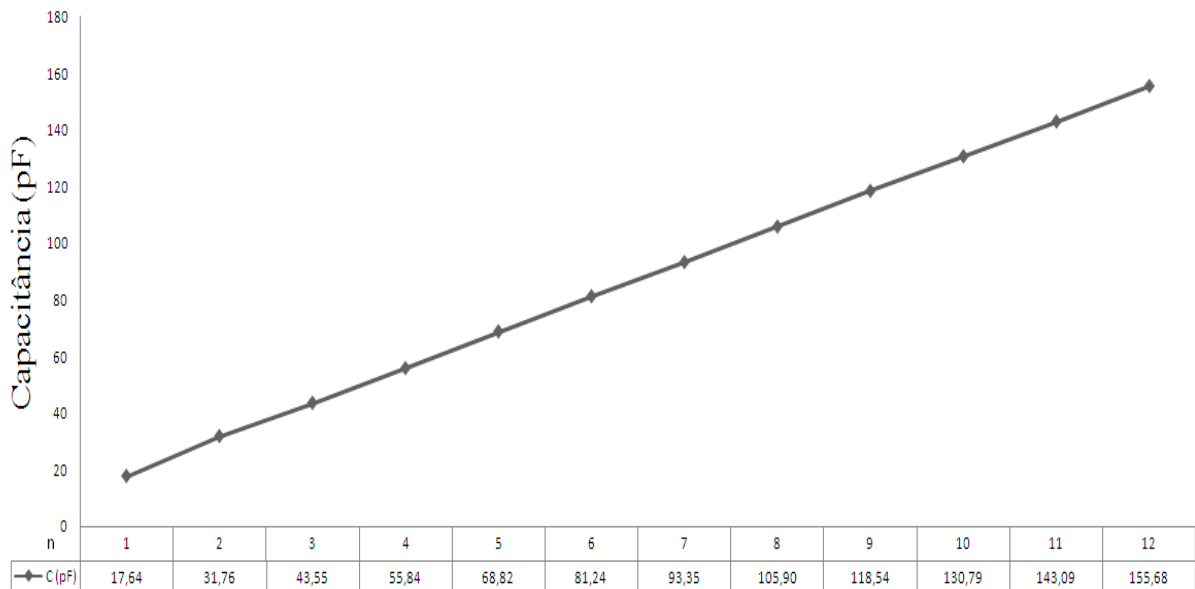


Figura 6 - Representação gráfica da capacitância por unidade de comprimento distribuída de n pares de eletrodos interdigitais, segundo a equação de Den Otter (2001, p. 140).

Fonte: Autoria própria.

Para a utilização da expressão (20) para o cálculo da capacitância do sensor capacitivo de eletrodos planares, foi considerado $p \gg q$, para desconsiderar o trecho de comprimento q , o termo n valendo 1, devido ao cálculo da capacitância para somente um par de eletrodos. Modificando a expressão (20), obtém-se a equação (21) para o cálculo da capacitância de eletrodos planares.

$$C = p q \left(\frac{4}{\pi a}\right) \varepsilon J_0^2 \left(\frac{\pi s}{2a}\right) \quad (21)$$

A equação (21) será verificada posteriormente no capítulo resultados.

2.4 Sensor Capacitivo com eletrodos planares diferencial

O desenvolvimento de sensores capacitivos com eletrodos planares diferencial apresenta, como visto no quadro 1, facilidade de reprodução em PCI, boa resolução e sensibilidade. Geralmente é formado por três eletrodos fixos, pertencentes ao mesmo plano, no qual aplica um sinal no eletrodo central vindo de um gerador de sinais e monitora as placas laterais utilizando um osciloscópio ou circuitos que realizam a diferenciação (figura 7).

Outra configuração diferencial, utilizada para sensores capacitivos foi apresentada numa patente americana de sensor de proximidade (DELPHI, 2004), formado por um eletrodo que possui uma superfície condutora que recebe um sinal de corrente alternada, um segundo eletrodo que possui uma superfície de condução que gera o sinal de entrada para o dispositivo de detecção e por fim de um terceiro eletrodo entre os dois primeiros eletrodos que se encontra aterrado.

A capacitância C_1 entre os eletrodos 1 e 2 e C_2 entre os eletrodos 2 e 3 pode ser representada pelas equações (13) de Chen et al. (2004) ou (21) modificada de Den Otter (2001, p. 140). O valor de capacitância C_3 presente nesta configuração é formado pelas placas 1 e 3, entretanto segundo Liu, Huang e Li (2004, p. 1415) este valor pode ser desprezado, pois seu valor é muito menor em relação às outras capacitâncias presentes devido principalmente a distância entre os eletrodos. Outros fatores considerados correspondem ao comprimento de cada placa sendo muito maior que a espessura e a distância entre dois eletrodos possuem um tamanho considerado.

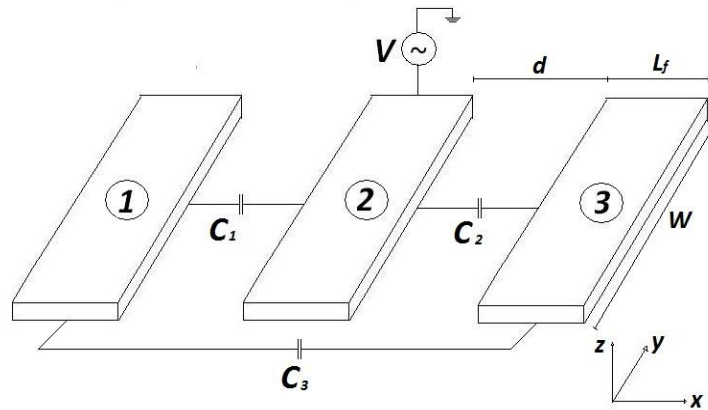


Figura 7 - Capacitor Diferencial Planar.

Fonte: A autoria própria.

- **Sensibilidade do capacitor diferencial planar.**

Segundo Liu, Huang e Li (2004, p. 1415) a sensibilidade do capacitor diferencial (K) é dada pela expressão (22), que corresponde à variação da capacitância pela variação da distância entre um corpo e os eletrodos no eixo x mostrado na figura 7. Para isto, considerou que o ponto inicial do eixo de coordenadas se encontra no centro do eletrodo dois da figura 7, que cada eletrodo possui um comprimento W , largura L_f e d a distância entre cada um dos eletrodos.

$$K = \Delta C / \Delta x = 2 \varepsilon_c W / z \quad (22)$$

No qual ε_c corresponde a constante dielétrica do corpo e z corresponde à distância entre o corpo e os eletrodos.

2.4.1 Variação da permissividade com a presença de um objeto com permissividade diferente do ar

A capacitância do sensor capacitivo, com eletrodos planares diferencial, na presença de um objeto com permissividade diferente a do ar é difícil de modelar

matematicamente, devido à geometria do corpo, que pode ter formatos que interferem de formas diferentes entre as linhas de campo elétrico. Para resolver isto, muitas vezes é necessário o uso de *softwares* baseado em simulações que utilizam o método de elementos finitos (FEM) para determinar a capacitância em cada par de eletrodos na presença de um objeto.

Entretanto, Liu, Huang e Li (2004, p. 1415) descrevem o uso do diferencial de placas paralelas para determinar a variação da capacitância provocada por um corpo próximo do sensor capacitivo diferencial. Para isto, foi considerada a presença de um corpo de diâmetro D a uma distância z dos eletrodos, sendo a variação da capacitância descrita pela expressão (23), no qual C_1^* e C_2^* correspondem ao conjunto de capacitâncias presentes quando há um corpo próximo dos eletrodos (figura 8).

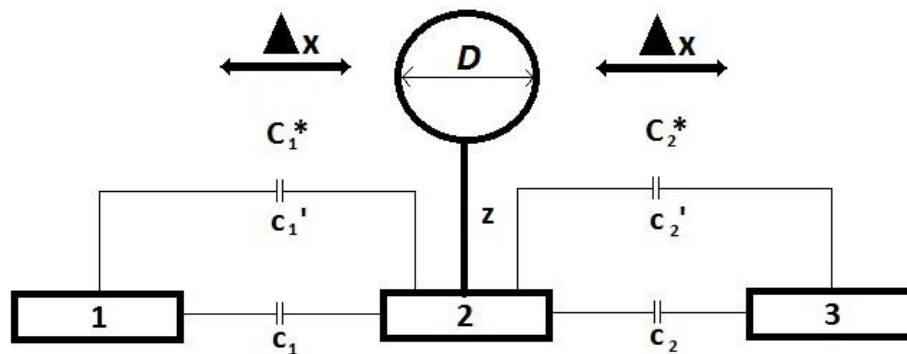


Figura 8 - Capacitor diferencial na presença de um corpo.

Fonte: Autoria própria.

$$\Delta C = C_2^* - C_1^* \quad (23)$$

As capacitâncias C_1^* e C_2^* são dadas pelas equações (24) e (25), respectivamente.

$$C_1^* = C_1 || C_1' \quad (24)$$

$$C_2^* = C_2 || C_2' \quad (25)$$

Na equação (24), C_1 e C_1' estão em paralelo, no qual C_1 corresponde à capacitância entre os eletrodos um e dois sem a presença de um corpo como as apresentadas por Chen et al.(2004) ou Den Otter (2001, p. 140) e C_1' corresponde à capacitância que surge

entre as placas um e dois na presença de um corpo. Na equação (25) o mesmo conceito se aplica, entretanto desta vez entre os eletrodos dois e três.

Nas equações (24) e (25), se não houver a presença de nenhum corpo, os valores de $C1^*$ e $C2^*$ serão os mesmos. Com isso a variação da capacitância apresentada na equação (23) valerá zero.

Liu, Huang e Li (2004, p. 1415), mostram que o valor das capacitâncias $C1'$ e $C2'$ são representados pelas equações (26) e (27), respectivamente. Para isto, Liu, Huang e Li (2004, p. 1415) consideram o corpo como sendo um eletrodo móvel que se desloca sobre os eletrodos fixos.

$$C1' = \epsilon_c W \left[\left(\frac{Lf}{2} \right) - \Delta x \right] / z \quad (26)$$

$$C2' = \epsilon_c W \left[\left(\frac{Lf}{2} \right) + \Delta x \right] / z \quad (27)$$

As equações (26) e (27) são as mesmas apresentadas nas equações (10) e (11) por Pallàs-Areny e Webster (2001).

Logo, substituindo as equações (26), (27) e a equação (21) modificada de Den Otter (2001, p. 140) nas equações (24) e (25) e seus resultados na equação (23), obtém-se a equação (28) que corresponde à variação da capacitância diferencial.

$$\Delta C = \epsilon_c W 2\Delta x / z \quad (28)$$

A expressão (28), ao dividir pelo deslocamento Δx , obtém a expressão (22) que corresponde à sensibilidade do capacitor diferencial planar.

2.5 Sensor PWR

O sensor Passivo, *Wireless* e Ressonante (PWR), são sensores que não necessitam de baterias, são simples, pequenos e baratos, se comunicam sem a utilização de

fios e trabalham na ressonância devido a variações na permissividade ou permeabilidade. Apresenta como desvantagem a necessidade de trabalhar em altas frequências.

Geralmente os sensores PWR são fabricados usando a tecnologia de *chips* integrados (CI) baseados em silício para aplicações como fabricação de transformadores (MOHAN, 1999) e indutores (KOWALTSCHUK, 2003; YUE et al., 1996, p. 155 ; YUE, 1998). A tecnologia de CI apresenta custos não muito elevados e um excelente desempenho, entretanto não possibilita mudanças após a fabricação.

Logo, a utilização da tecnologia PCI para a fabricação dos sensores PWR planar se mostra mais eficiente, devido à possibilidade de poder customizar os sensores para diversas aplicações, apresenta um processo de produção mais rápido do que a utilizando a tecnologia de CI, custo baixo e alto desempenho.

Os sensores PWR planares fabricados usando a tecnologia PCI para detectar variações capacitivas e indutivas são utilizados em diversas aplicações, como medição de pressão (BALDI; CHOI; ZIAIE, 2003, p. 728), de umidade (HARPSTER; STARK; NAJAFI, 2002, p. 82), de concentração de gases (ONG; ZENG; CRIMES, 2002, p. 2002), radiação (SON; ZIAIE, 2008, p. 1772) e qualidade de alimentos (TAN et al., 2007, p. 1747). Também estão sendo utilizados nos setores da engenharia civil para detectar a umidade em concreto (ONG et al., 2008, p. 2053) e em regiões costeiras para detectar o teor de umidade em solo arenoso (PICHORIM; LASKOSKI; MARCIS, 2012).

Os sensores PWR, geralmente são formados por dois tipos de bobinas, a monofilar e a bifilar, no qual a monofilar correspondem a um fio enrolado e a bifilar a dois fios paralelos enrolados, que são interligados por um *jumper*. Os primeiros estudos sobre bobinas foram demonstrados por Nikolas Tesla em sua patente de 1894 (figura 9) (TESLA, 1894). Tesla ao projetar este tipo de bobina, procurava um modo de cancelar influências provocadas pela autoindutância, no qual o seu método para enrolar bobinas obtia grandes capacitâncias e com esta autocapacitância que surgia, o enrolamento poderia funcionar com uma resistência pura na frequência de ressonância da bobina (PICHORIM; DESTEFANI, 2010, p. 359).

As bobinas que formam os sensores PWR apresentam algumas formas geométricas que não mudam conforme o *layout* que está sendo usado. Os mais presentes e usados na literatura são o quadrado, o hexagonal, o octogonal e o circular (figura 10) (MOHAN, 1999).

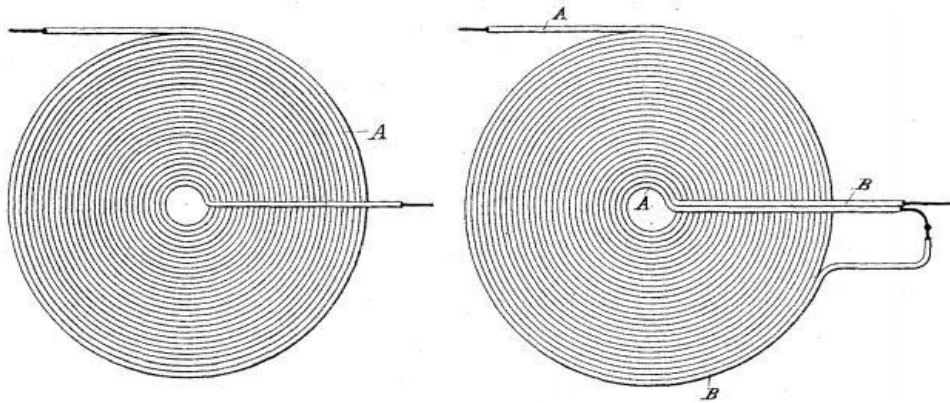


Figura 9 - Bobina Monofilar e Bifilar de Tesla.

Fonte: Adaptado de TESLA, 1894.

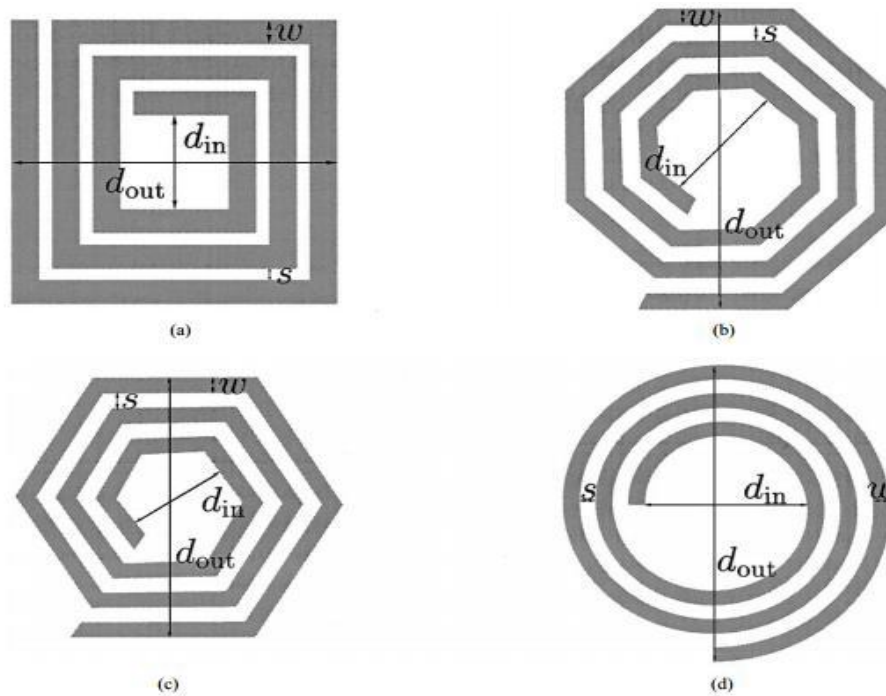


Figura 10 - Layouts de bobinas monofilares planares.

Fonte: MOHAN, 1999.

Além disso, os sensores PWR que utilizam a tecnologia PCI na sua fabricação apresentam alguns parâmetros geométricos. Por exemplo, a bobina quadrada na figura 11, onde a largura presente entre as trilhas é w , o raio circunscrito imaginário é r , o comprimento do menor lado da espira é denominado d_{in} e o comprimento do lado mais externo da espira d_{out} . Além disso, outras características são definidas, como o diâmetro médio denominado

d_{avg} mostrado na expressão (29), o número de espiras (n) e o comprimento total da bobina (l) (KOWALTSCHUK, 2013).

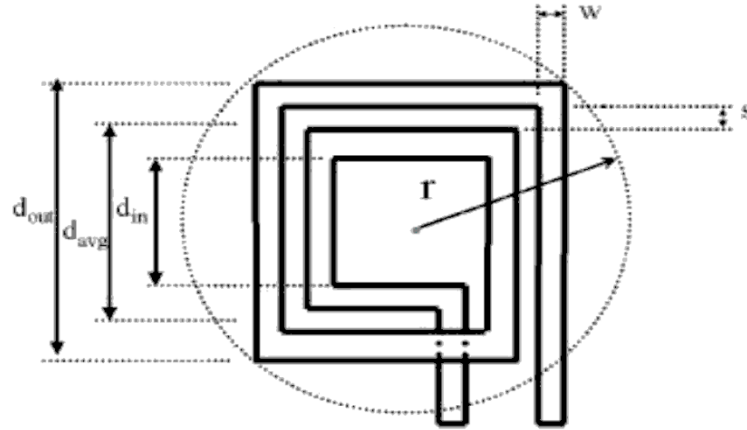


Figura 11 - Visão superior de uma bobina monofilar.

Fonte: KOWALTSCHUK, 2013.

$$d_{avg} = \frac{1}{2} (d_{in} + d_{out}) \quad (29)$$

Na literatura alguns autores como Hershenson et al. (1999, p. 994) e Mohan (1999) apresentam algumas relações diferentes envolvendo os parâmetros geométricos. O primeiro apresenta o comprimento total e a área das bobinas pode ser representada pelas expressões (30) e (31), respectivamente.

$$l = 4 n d_{avg} \quad (30)$$

$$A = d_{out}^2 \quad (31)$$

O segundo apresenta uma expressão denominada razão de preenchimento representado por ρ , como visto na equação (32) que corresponde à razão entre a largura da placa de corrente equivalente e seu comprimento médio (KOWALTSCHUK, 2013).

$$\rho = \frac{(d_{out} - d_{in})}{(d_{out} + d_{in})} \quad (32)$$

2.5.1 Modelo Elétrico para Sensor PWR planar monofilar

O modelo elétrico mais utilizado para representação de bobinas monofilares é o modelo aglomerado (*Lumped model*) apresentado por Yue (1998) (figura 12). Neste modelo, as bobinas são representadas por um circuito equivalente π , no qual os parâmetros L e R_s correspondem a indutância e resistência da trilha e estão no mesmo ramo, C_s é a capacitância entre os terminais, C_{ox} corresponde a capacitância de óxido, C_{si} e R_{si} corresponde as capacitâncias e resistências do substrato. Os parâmetros parasitas estão nos ramos de derivação (MOHAN, 1999). Os parâmetros presentes neste modelo são medidos sem a presença de um plano de terra próximo, para evitar redução no campo elétrico provocado pela bobina e no valor da indutância (KOWALTSCHUK, 2013). Entretanto, este modelo elétrico só é aplicado para bobinas desenvolvidas em tecnologia de CI.

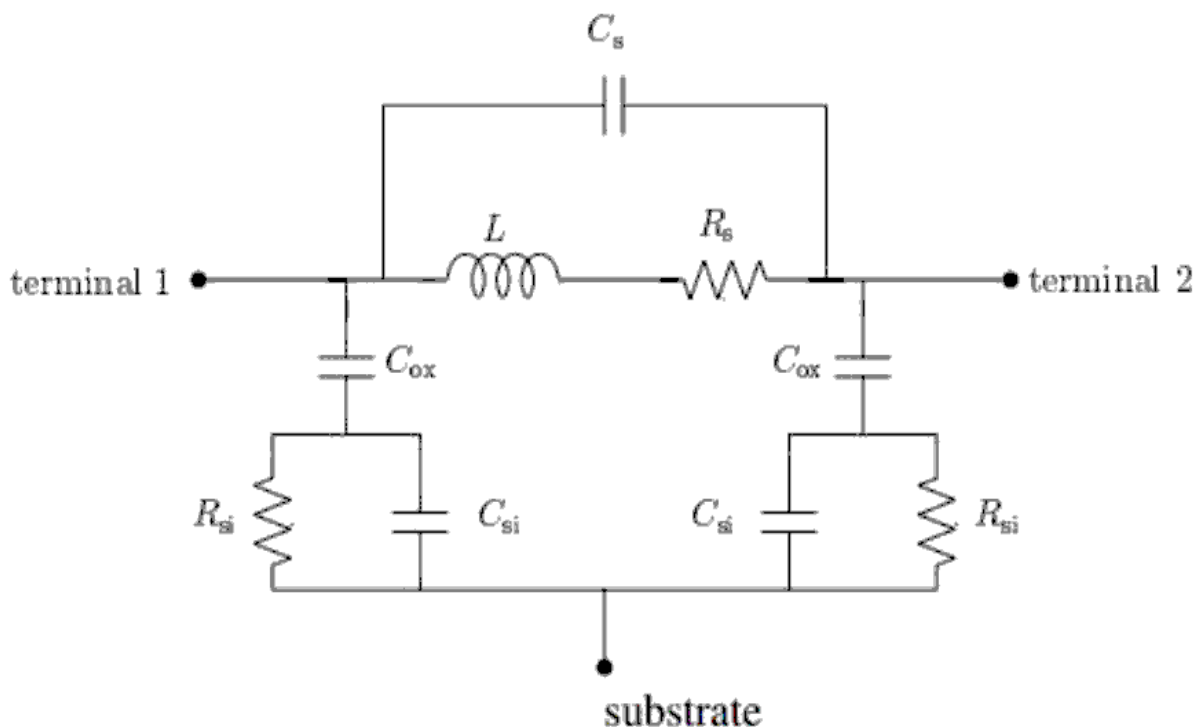


Figura 12 - Modelo de um circuito π para bobinas monofilares em tecnologia de CI.

Fonte: MOHAN, 1999.

Para sensores PWR planar monofilar usando tecnologia PCI o modelo elétrico possui uma representação mais simples, pois não há os parâmetros parasitas vistos na figura

12. Logo, realizando uma modificação no modelo de *Lumped*, obtém um modelo elétrico equivalente para sensores PWR (figura 13).

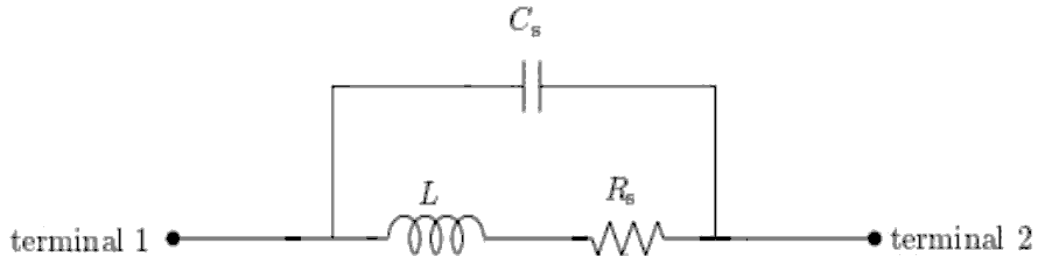


Figura 13 - Modelo elétrico equivalente para sensor PWR planar monofilar em tecnologia de PCI.

Fonte: Autoria própria.

No modelo apresentado na figura 13, o parâmetro L corresponde a indutância total das trilhas que formam a bobina monofilar, R_s corresponde a resistência total presente nas trilhas e C_s corresponde a uma auto capacitância que surge entre os terminais.

Com o modelo elétrico equivalente, determinam-se os parâmetros elétricos necessários para o desenvolvimento dos sensores PWR planar monofilar.

2.5.2 Determinação da indutância de bobinas monofilares planares

Para o cálculo da indutância de bobinas monofilares planares será utilizada algumas expressões apresentadas por Mohan (1999).

A primeira expressão é denominada fórmula modificada de Wheeler, no qual Mohan e sua equipe revisaram o trabalho de Wheeler (1928, p. 1398) para indutores discretos e obtiveram a equação (33). No qual μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo que vale $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, ρ é a razão de preenchimento dado pela expressão (32) e d_{avg} é o diâmetro médio da espira em metros. Os coeficientes K_1 e K_2 dependem do formato da bobina (tabela 1).

$$L = K_1 \mu_0 \left(\frac{(n^2 d_{avg})}{(1 + K_2 \rho)} \right) \quad (33)$$

Tabela 1 - Coeficientes para a fórmula modificada de Wheeler.

| Formato | Coefficiente K1 | Coefficiente K2 |
|-----------|-----------------|-----------------|
| Quadrado | 2,34 | 2,75 |
| Hexagonal | 2,33 | 3,82 |
| Octogonal | 2,25 | 3,55 |

Fonte: KOWALTSCHUK, 2013.

A segunda formulação é denominada expressão baseada na Aproximação da Placa de Corrente cuja equação é representada por (34), no qual utiliza a ideia simplificada que consiste em substituir os lados da espiral por placas com densidades de corrente equivalentes (MOHAN, 1999). O termo μ corresponde à permeabilidade magnética do meio em H/m, ρ é a razão de preenchimento dada por (32), n o número de espiras, d_{avg} é o diâmetro médio das espiras em metros. Os coeficientes c dependem do formato (tabela 2).

Entretanto, se a razão s/w , no qual s é o espaçamento entre trilhas e w é a largura das trilhas aumenta, a exatidão começa a piorar, um erro de 8% é esperado quando s for próximo de $3w$ (MOHAN, 1999).

$$L = \left((\mu n^2 d_{avg} c1) / 2 \right) \left(\ln(c2/\rho) + c3\rho + c4\rho^2 \right) \quad (34)$$

Tabela 2 - Coeficientes para expressão da placa de corrente.

| Formato | Coefficiente c1 | Coefficiente c2 | Coefficiente c3 | Coefficiente c4 |
|-----------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Quadrado | 1,27 | 2,07 | 0,18 | 0,13 |
| Hexagonal | 1,09 | 2,23 | 0,00 | 0,17 |
| Octogonal | 1,07 | 2,29 | 0,00 | 0,19 |
| Circular | 1,00 | 2,46 | 0,00 | 0,20 |

Fonte: MOHAN, 1999.

Uma terceira expressão foi desenvolvida por Hershenson et al. (1999, p. 994), na qual toma-se como base um número de indutores muito grande e utilizando o método dos mínimos quadrados, procuram deduzir quais seriam os coeficientes a serem aplicados às variáveis de projeto como d_{out} , d_{in} , d_{avg} , n e s . Hershenson et al. (1999, p. 994) reúne estas variáveis numa equação própria para posterior processo de programação geométrica, que procura reduzir o problema do projeto a um problema de otimização convexa

(KOWALTSCHUK, 2013). Esta expressão é denominada Ajuste de dados a expressões Monômias representada pela equação (35). A expressão é denominada monômia nas variáveis $dout$, w , $davg$, n e s . Os coeficientes β e α_i dependem do formato (tabela 3) (MOHAN, 1999).

$$L = \beta \text{dout}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} \text{davg}^{\alpha_3} n^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad (35)$$

Tabela 3 - Coeficientes para Ajuste de dados a expressões monômias.

| Formato | β | α_1 (dout) | α_2 (w) | α_3 (davg) | α_4 (n) | α_5 (s) |
|-----------|----------------------|-------------------|----------------|-------------------|----------------|----------------|
| Quadrado | $1,62 \cdot 10^{-3}$ | -1,21 | -0,147 | 2,40 | 1,78 | -0,030 |
| Hexagonal | $1,28 \cdot 10^{-3}$ | -1,24 | -0,174 | 2,47 | 1,77 | -0,049 |
| Octagonal | $1,33 \cdot 10^{-3}$ | -1,21 | -0,163 | 2,43 | 1,75 | -0,049 |

Fonte: MOHAN, 1999.

2.5.3 Determinação da Resistência de bobinas monofilares planares

A resistência é uma medida da oposição oferecida por um condutor ao fluxo de corrente, quando aplicada por uma determinada tensão. Para materiais de resistividade uniforme, a corrente total é igual à densidade de corrente multiplicado pela área.

Entretanto, a resistência possui uma dependência com a frequência, pois quando a frequência aumenta a densidade de corrente torna-se não uniforme devido à formação de correntes parasitas (KOWALTSCHUK, 2013). As correntes parasitas se manifestam através de três efeitos, o de proximidade, de trilhas adjacentes e efeito pelicular (KOWALTSCHUK, 2013).

Segundo Yue et al. (1998), o efeito de proximidade ocorre quando o condutor esta sobre influência do campo variante no tempo, produzido por outro condutor adjacente. O efeito das trilhas adjacentes segundo Kowaltschuk (2013) ocorre quando uma corrente variante percorre uma bobina, com isso há o surgimento de um campo magnético induzido, que induz uma corrente de Foucault, nas espiras mais internas, fazendo com que haja um aumento da resistência das trilhas mais internas.

O efeito pelicular ou *skin* corresponde a uma repulsão entre linhas de corrente, no qual este efeito é responsável pelo aumento da resistência aparente, devido à diminuição da

área de condução, logo há uma diferença entre a densidade de corrente (J) em diferentes regiões (KOWALTSCHUK, 2013).

Segundo Kowaltschuk (2013) e Yue (1998) o efeito mais perceptivo é o efeito pelicular, mostrado na equação (36). Os termos ρ_m , μ e f representam a resistividade dada em $\Omega\cdot m$, a permeabilidade em H/m e a frequência em Hz, respectivamente.

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\rho_m}{\pi \mu f}\right)} \quad (36)$$

Logo a expressão para a resistência de bobinas monofilares planares é mostrado na equação (37), nos quais os termos ρ_m e l , representam a resistividade do material e o comprimento total da trilha e os termos w e t representam a largura e a espessura da trilha e δ corresponde o efeito pelicular (KOWALTSCHUK, 2013).

$$R_s = \frac{\rho_m l}{\left[w \delta \left(1 - e^{-\left(t/\delta\right)}\right)\right]} \quad (37)$$

2.5.4 Determinação da Capacitância de bobinas monofilares planares

A capacitância C_s que surge entre os terminais de uma bobina é definida como sendo uma capacitância intrínseca ou própria.

Isik e Essele (2008, p. 929) e Massarini e Kazimierczuk (1997, p. 671) definem a capacitância intrínseca que surge numa bobina feita de um único fio enrolado uniformemente como sendo a combinação de várias capacitâncias aglomeradas, no qual estas capacitâncias consistem da combinação entre a capacitância que surge entre espiras adjacentes e espiras não adjacentes que formam a bobina.

Logo para o cálculo da capacitância intrínseca C_s será apresentado o modelo proposto por Bilotti, Toscano e Vegni (2007, p. 2258) e Isik, Essele (2008, p. 929) para bobinas monofilares planares.

A capacitância própria C_s , presente numa bobina monofilar planar (figura 14), é representada pela expressão (38), na qual o espaçamento entre as trilhas adjacentes é dado

pelo parâmetro s , a largura das trilhas é representada por w , o parâmetro l corresponde ao comprimento do trecho mais externo. O termo N , presente na expressão (38), refere-se ao número de voltas da bobina.

Na expressão (38), o somatório corresponde ao comprimento total do *gap* presente entre a n e $(n+1)$ volta da bobina.

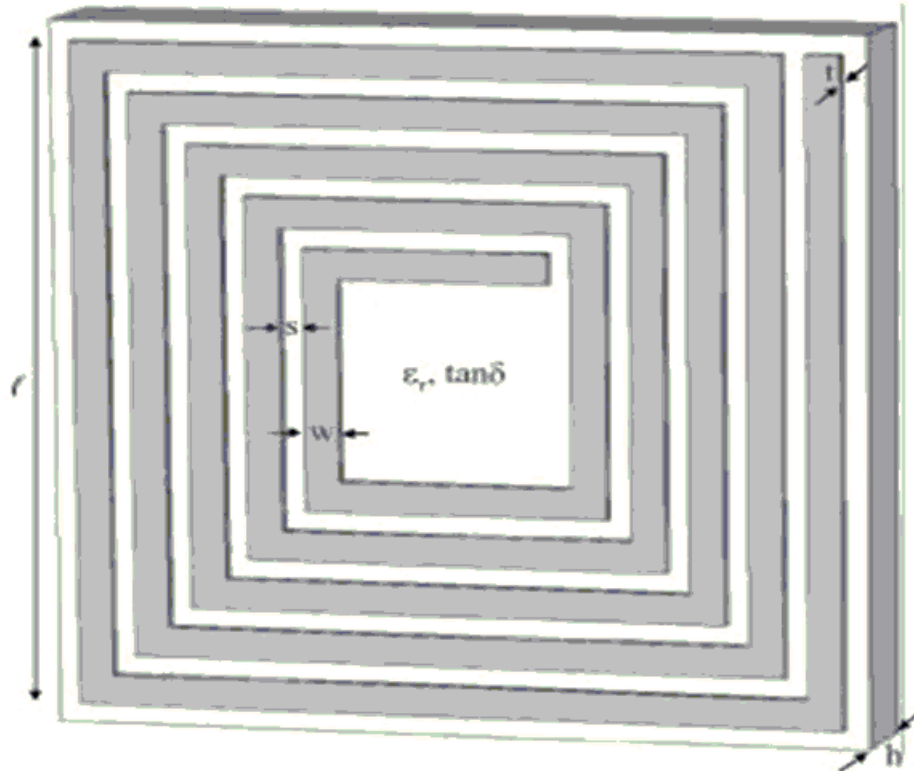


Figura 14 - Bobina monofilar planar.

Fonte: Adaptado de BILOTTI et al., 2007, p. 2865.

$$C = C_0 \left(\frac{l}{4(w+s)} \right) \left(\frac{N^2}{N^2+1} \right) \sum_{n=1}^{N-1} \left[l - \left(n + \frac{1}{2} \right) (w+s) \right] \quad (38)$$

O termo C_0 , presente na equação (38), é definido como sendo a capacitância por unidade de comprimento na ausência de qualquer substrato dielétrico, representado pela expressão (39).

$$C_0 = \varepsilon_0 \left(\frac{K(\sqrt{1-(k')^2})}{K(k')} \right) \quad (39)$$

No qual os termos ϵ_0 corresponde à permissividade no espaço livre e K refere à integral elíptica completa de primeiro tipo com argumento k' dado pela expressão (40) (ISIK; ESSELE, 2008, p. 929; BILOTTI; TOSCANO; VEGNI, 2007, p. 2258; BAHL, 2003).

$$k' = \left(\frac{s}{s + 2w} \right) \quad (40)$$

2.6 Sensor PWR planar bifilar

Na literatura a demonstração de expressões que modelam os parâmetros elétricos como indutância, resistência e principalmente a capacitância presentes nas bobinas bifilares não é muito explorado, tendo-se muitas vezes que utilizar os parâmetros calculados para a configuração monofilar junto com alguma relação, para determinar os parâmetros das bifilares.

Alguns autores utilizam esta topologia para trabalhar principalmente para a confecção de transformadores usando a tecnologia de CI (figura 15) (MOHAN, 1999). Outros utilizam a tecnologia PCI para desenvolver sensores ressonantes (ISIK ; ESSELE, 2008, p. 929; BILOTTI et al., 2007, p. 2865; PICHORIM; DESTEFANI, 2010, p. 359).

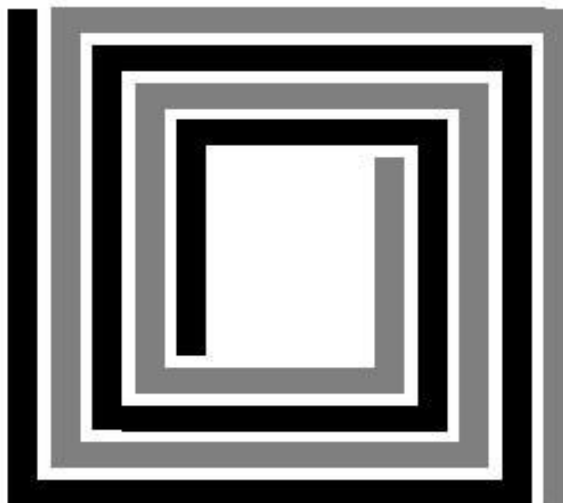


Figura 15 - Transformador fabricado usando a tecnologia de CI.

Fonte: MOHAN, 1999.

2.6.1 Modelo Elétrico para Sensor PWR planar bifilar

Mohan (1999) apresenta um modelo completo baseado no modelo π proposto por *Lumped* (figura 16) que representa a indutância, capacitância e resistência presentes em um transformador planar superposto com configuração baseado em bobina bifilar.

Neste modelo, os parâmetros R_1 , L_1 , R_2 e L_2 correspondem às resistências e indutâncias das trilhas das bobinas um e dois, respectivamente, as capacitâncias entre os terminais são representadas por $C_{s,11}$, $C_{s,22}$, $C_{s,12}$ e $C_{s,21}$ dos quais as duas primeiras referem-se somente às capacitâncias intrínseca, as duas últimas referem-se as capacitâncias mútuas que uma bobina provoca na outra.

Neste modelo, as características parasitas são representados pelos parâmetros $C_{ox,1a}$, $C_{ox,1b}$, $C_{ox,2a}$, $C_{ox,2b}$, $C_{si,1a}$, $C_{si,1b}$, $C_{si,2a}$, $C_{si,2b}$, $R_{si,1a}$, $R_{si,1b}$, $R_{si,2a}$, $R_{si,2b}$, respectivamente. Os parâmetros presentes neste modelo são determinados, assim como ocorreu para o modelo monofilar sem a presença de um plano de terra próximo, para evitar redução no campo elétrico provocado pela bobina e no valor da indutância (KOWALTSCHUK, 2013).

Um novo parâmetro presente neste modelo se deve a topologia de todos os transformadores, que é a indutância mútua representada por M , que ocorre quando a corrente que esta passando por uma bobina concatena o fluxo na outra bobina (SADIKU, 2004). A indutância mútua se relaciona com as indutâncias L_1 e L_2 , pela expressão (41). O termo k que se denomina coeficiente de acoplamento mútuo, possui valor máximo igual a 1, se não houver perdas (MOHAN, 1999).

$$k = M/\sqrt{L_1 L_2} \quad (41)$$

Entretanto, este modelo elétrico apresentado só é aplicado para bobinas desenvolvidas em tecnologia de CI.

Para sensores PWR planar bifilar usando tecnologia PCI o modelo elétrico possui uma representação mais simples, assim como ocorreu para o caso monofilar. No qual os parâmetros parasitas vistos na figura 16 não são considerados. Logo, realizando uma modificação neste modelo, obtém-se um modelo elétrico equivalente para sensores PWR planar bifilar (figura 17).

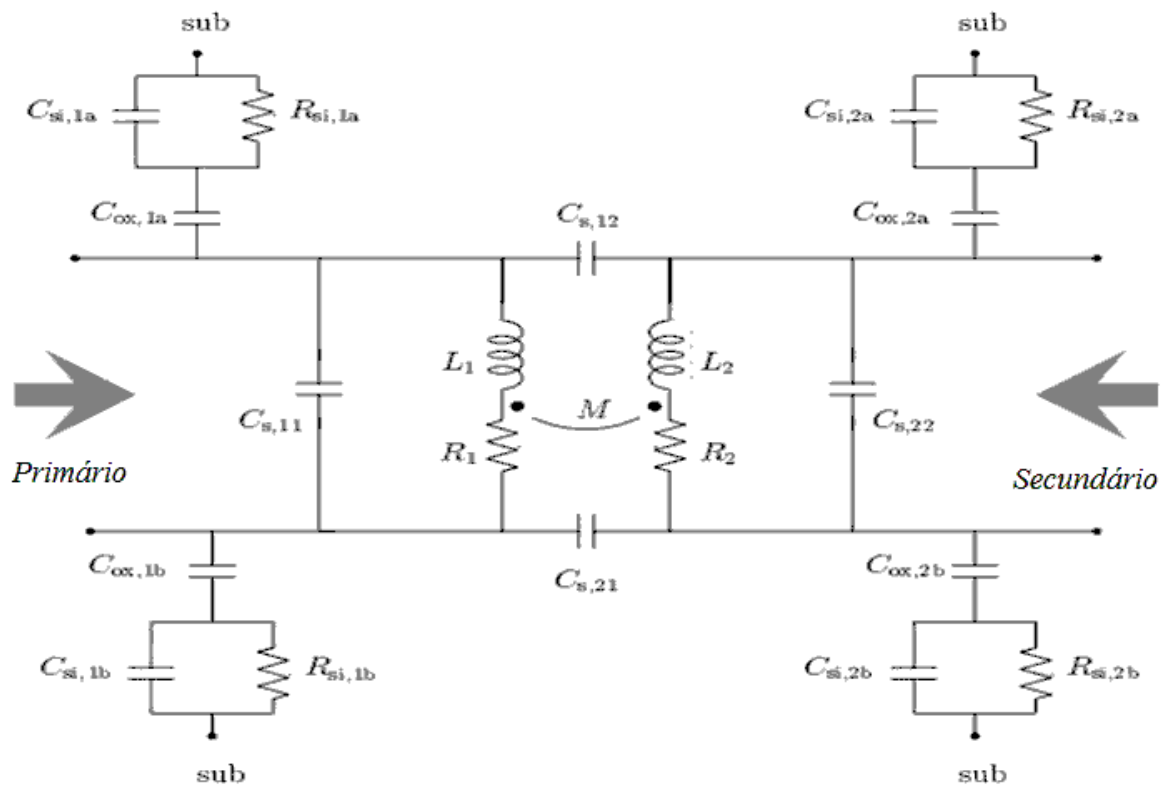


Figura 16 - Modelo elétrico de um transformador com configuração em bobina bifilar.

Fonte: MOHAN, 1999.

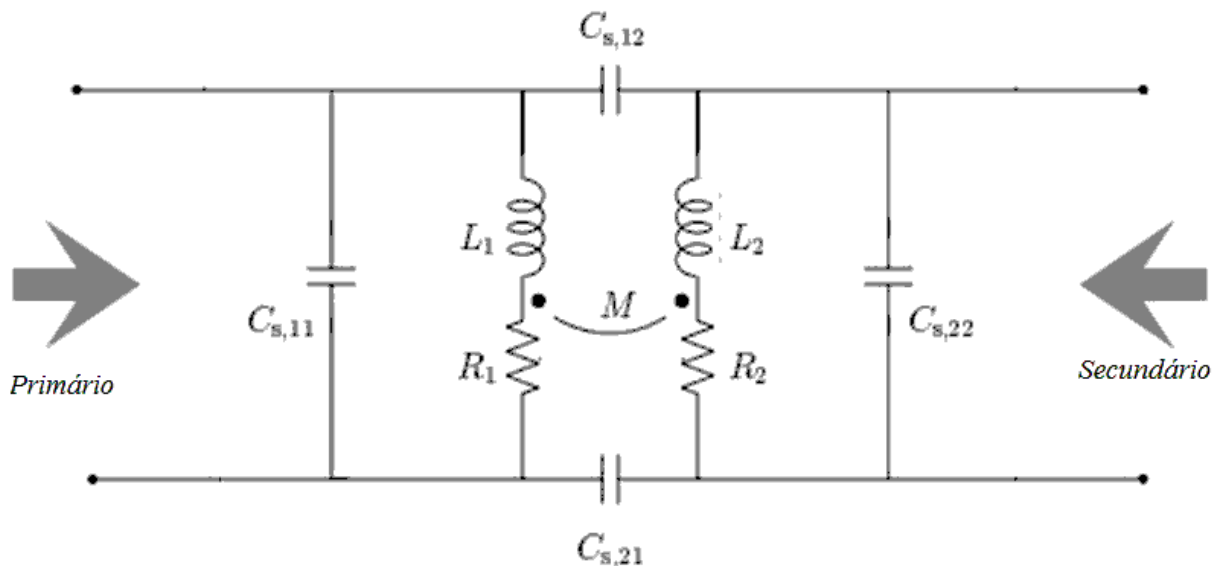


Figura 17 - Modelo elétrico equivalente para sensor PWR planar bifilar em tecnologia de PCI.

Fonte: Autoria própria.

No modelo apresentado na figura 17, os parâmetro L_1 e L_2 correspondem às indutâncias de cada trilha que forma a bobina bifilar, R_1 e R_2 correspondem às resistências de cada trilha que forma a bobina bifilar. As capacitâncias entre os terminais são representadas por $C_{s,11}$, $C_{s,22}$, $C_{s,12}$ e $C_{s,21}$ das quais as duas primeiras referem-se somente às capacitâncias próprias e os dois últimos referem-se às capacitâncias mútuas que uma bobina provoca na outra. A indutância mútua é representada pelo parâmetro M .

Segundo Mohan (1999), estruturas como o mostrado na figura 15, são formadas por múltiplas camadas de metal que exploram os acoplamentos magnéticos verticais e laterais para proporcionar a melhor eficiência por área, o maior valor de indutância e o melhor acoplamento, cujo valor k é igual a 0,9 para bobinas bifilares planares.

Com o modelo elétrico equivalente, determinam-se os parâmetros elétricos necessários para o desenvolvimento dos sensores PWR planar bifilar.

2.6.2 Determinação da indutância total e mútua da bobina bifilar planar

A indutância total L_t em bobinas bifilares é representada pela equação (42), na qual as indutâncias de cada bobina são representadas por L_1 e L_2 . Estas indutâncias são obtidas utilizando uma das expressões (33), (34) ou (35) para o cálculo da indutância de bobinas monofilares e a indutância mútua por M .

$$L_t = L_1 + L_2 + 2M \quad (42)$$

Para transformadores superpostos (figura 18) o coeficiente de acoplamento k é demonstrado pela equação (43), na qual o termo d_s corresponde à distância entre os centros das bobinas e d_{avg} é o diâmetro médio dado pela equação (29).

$$k \approx 0,9 - (d_s/d_{avg}) \quad (43)$$

Quando o termo d_s vale zero, as bobinas, como visto na figura 18, estão completamente sobrepostas, formando uma bobina bifilar. Neste momento o valor de k é máximo.

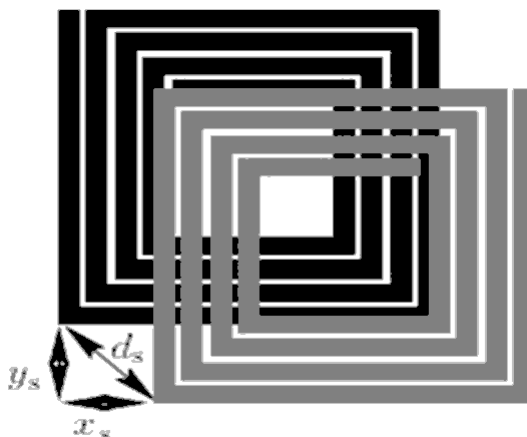


Figura 18 - Transformador Empilhado.

Fonte: MOHAN, 1999.

2.6.3 Determinação das Resistências e Capacitâncias da bobina bifilar planar

O cálculo das resistências R_1 e R_2 , presentes no modelo equivalente para bobina bifilar (figura 17), é idêntico ao feito para bobinas monofilares e mostrado na equação (37) (MOHAN, 1999).

As capacitâncias intrínsecas $C_{s,11}$ e $C_{s,22}$ das bobinas bifilares são obtidas utilizando a equação (38) para o cálculo da capacitância própria das bobinas monofilares. No modelo equivalente (figura 17), os termos $C_{s,12}$ e $C_{s,21}$ correspondem à capacitância mútua que uma bobina provoca na outra.

Para o cálculo das capacitâncias mútuas, Isik e Essele (2008, p. 929) utiliza um modelo de circuito equivalente para bobinas bifilares (figura 19). No qual o parâmetro L_{bi} corresponde à indutância total, mostrado na equação (42), os termos C_{11} e C_{22} correspondem à capacitância intrínseca de cada espira que forma a bobina bifilar. Os termos C_{12} e C_{21} correspondem às capacitâncias mútuas provocadas por uma espira na outra.

Como as bobinas bifilares consistem de duas espiras orientadas com uma diferença rotacional de 180° uma em relação à outra, conforme a figura 15, elas são simétricas. Com isso, as capacitâncias $C_{11} = C_{22}$ e $C_{12} = C_{21}$.

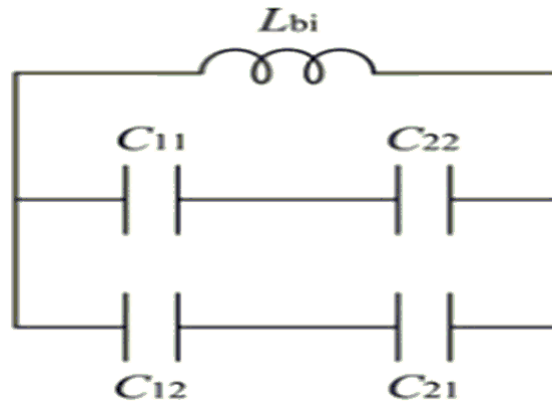


Figura 19 - Modelo Equivalente para bobinas bifilares proposta por Isik.

Fonte: ISIK e ESSELE, 2008, p. 929.

As capacitâncias próprias C_{11} e C_{22} são obtidas da expressão (38). Para o cálculo das capacitâncias mútuas C_{12} e C_{21} deve usar a ideia proposta por Bilotti et al. (2007, p. 2865), primeiramente deve-se determinar o comprimento de uma determinada volta genérica ln , e por fim o comprimento total ln^{gap} do gap entre a n e $(n+1)$ volta da espira.

Para isto, foi considerado uma bobina bifilar planar como a apresentada na figura 15, com o seu trecho mais externo de comprimento l , a largura entre as trilhas é w e o espaçamento é s . Obtendo com isso, o comprimento de uma volta genérica mostrada na expressão (44) e o comprimento total do gap entre a n e $(n+1)$ volta da espira mostrado na expressão (54).

$$ln = \begin{cases} 4l - (w + s) & \text{para } n = 1 \\ 4[l - (2n - 1)(w + s)] & \text{para } n > 1 \end{cases} \quad (44)$$

$$ln^{gap} = \begin{cases} 0 & \text{para } n = 1 \\ \frac{ln + l(n+1)}{2} = 4[l - (2n)(w + s)] & \text{para } n > 1 \end{cases} \quad (45)$$

Com a expressão (45), determina-se o valor das capacitâncias mútuas C_{12} e C_{21} , dado pela expressão (46).

$$C_{12} = C_{21} = C_0 \left(\frac{l}{4(w + s)} \right) \left(\frac{N^2}{(N^2 + 1)} \right) \sum_{n=1}^{N-1} [l - (2n)(w + s)] \quad (46)$$

O termo C_0 presente na equação (46) é a capacitância por unidade de comprimento na ausência de qualquer substrato dielétrico, conforme expressão (39). O termo N refere-se ao número de voltas presentes.

Segundo Isik e Essele (2008), a capacitância de uma bifilar é representado pela expressão (47).

$$C_{bi} = (C_{11} + C_{12})/2 \quad (47)$$

2.7 Conclusão

Neste capítulo intitulado sensores planares em tecnologia PCI, foi mostrada a utilização desta tecnologia para o desenvolvimento de sensores planares, assim como as etapas do processo de fabricação de uma PCI. Além disso, baseado na literatura, foi realizado um estudo dos equacionamentos necessários para o desenvolvimento de um sensor capacitivo planar e do sensor PWR planar baseado na configuração monofilar e bifilar.

3 SIMULAÇÃO E CONFECÇÃO DOS SENSORES

Neste capítulo é apresentada a simulação, baseada no método de elementos finitos (FEM), para o cálculo da capacitância entre os eletrodos, que formam o sensor capacitivo diferencial planar e quando na presença de um objeto de permissividade alta e diferente ao do ar próximo do sensor. Além disso, é apresentada a simulação do circuito elétrico equivalente do sensor capacitivo diferencial através de uma análise em frequência. O sensor PWR não foi simulado, devido a limitações do *software* utilizado.

Além disso, será mostrada a fabricação dos sensores planares que utilizaram a tecnologia PCI.

3.1 Simulações Baseada em FEM

No estudo de campos eletromagnéticos, muitas vezes é necessário o uso de *softwares* baseados no método de elementos finitos. O FEM, conceitualmente é uma análise matemática que consiste na discretização de um meio contínuo em pequenos elementos no qual é mantido as mesmas propriedades do meio original.

Um dos *softwares* mais utilizados no estudo de campos eletromagnéticos é o Maxwell desenvolvido pela corporação Ansoft. Este *software* é utilizado para simular projetos e analisar dispositivos eletromagnéticos e eletromecânicos em 2D e 3D, como motores, atuadores, sensores, transformadores, bobinas, no qual utiliza o método de elementos finitos para produzir resoluções estáticas no domínio da frequência e campos elétricos e eletromagnéticos variáveis no tempo.

Outro *software* que pode ser utilizado no estudo de campos eletromagnéticos é o COMSOL Multiphysics, entretanto ele utiliza métodos numéricos avançados para modelar e simular problemas.

O Maxwell também possibilita a plotagem de campos elétricos e magnéticos, da distribuição do potencial elétrico no espaço e das linhas de fluxo elétrico e magnético entre os condutores que estão sendo analisados. Além disso, utiliza matrizes de capacitância para representar a capacitância mútua que surge entre cada dois pares de condutores.

O *software* Maxwell foi utilizado para realizar a simulação para dois eletrodos planares no espaço (figura 20). Para isto considerou-se os eletrodos como sendo feitos de cobre e o meio onde se encontra corresponde ao ar. Além disso, alguns parâmetros físicos foram fornecidos como a largura s de 2,6 cm e o espaçamento entre os eletrodos w de 1,0 cm.

Outro parâmetro que deve ser mencionado para a realização da simulação é o valor de tensão aplicada em cada eletrodo cujos valores escolhidos foram -1V e +1V. Na realização da simulação, obteve-se da matriz de capacitâncias (figura 21), no qual *object1* e *object2* corresponde ao *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2*, respectivamente. O valor de 17,284 pF/m entre os dois eletrodos foi obtido.

No Maxwell as matrizes de capacitância apresentam como unidade faraday por metro (F/m), ou seja, o valor apresentado corresponde aos eletrodos possuírem um comprimento de 1 metro. Além disso, os valores presentes na diagonal principal da matriz corresponde às capacitâncias próprias de cada eletrodo e os outros valores presentes na matriz correspondem às capacitâncias mútuas entre cada par de eletrodos no qual o valor negativo apresentado é devido à orientação utilizada pelo Maxwell.

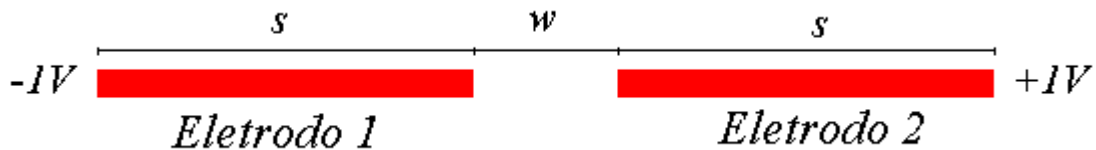


Figura 20 - Representação visual da simulação de 2 eletrodos planares no *software* Maxwell.

Fonte: Autoria própria.

| | object1 | object2 |
|---------|--------------|--------------|
| object1 | 2.1916E-011 | -1.7284E-011 |
| object2 | -1.7284E-011 | 2.1907E-011 |

Figura 21 - Matriz de Capacitâncias de 2 eletrodos planares no *software* Maxwell.

Fonte: Autoria própria.

Na figura 22, apresenta-se a distribuição do potencial elétrico e das linhas de fluxo elétrico geradas pelo Maxwell, semelhantes ao visto na figura 3.

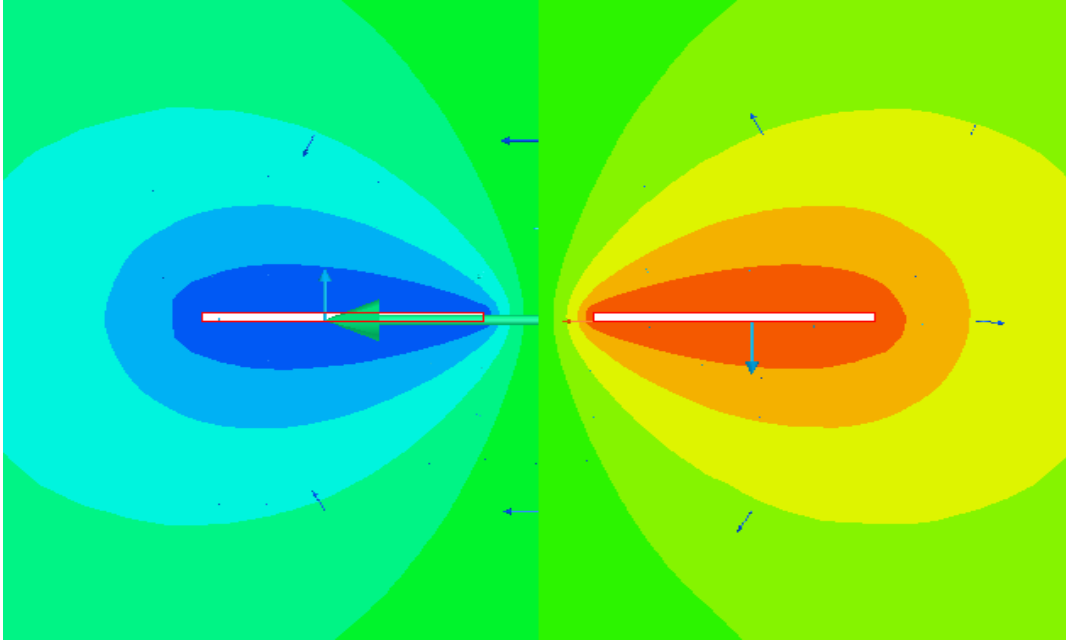


Figura 22 - Representação do potencial elétrico e do fluxo do campo elétrico para dois eletrodos.

Fonte: Autoria própria.

Comparando o valor de capacitância simulado para dois eletrodos planares no espaço (17,284 pF/m) com o valor obtido através da equação (20) de Den Otter (2001, p. 140) (17,6 pF/m) como visto na figura 6 para o caso de um par de eletrodos com os mesmos parâmetros que foram simulados, obteve-se um valor de capacitância muito próximo, mostrando que a equação de Den Otter (2001, p. 140) para o cálculo da capacitância entre dois eletrodos planares pode ser utilizada.

3.2 Simulações baseado em FEM para determinação das capacitâncias do sensor capacitivo diferencial planar

Com a utilização da tecnologia de PCI para o desenvolvimento do sensor capacitivo planar, a representação mostrada na figura 20 sofre uma variação na sua estrutura devido à presença de um substrato de fibra de vidro do tipo FR4 embaixo dos eletrodos, cuja representação clássica é formada por dois eletrodos e a diferencial por três eletrodos (figura 23).

No *software* Maxwell foi considerado que os eletrodos sejam feitos de cobre, o substrato escolhido foi o de fibra de vidro que é um dos materiais mais utilizados na

fabricação de PCI e possui permissividade de 4,4 e o meio no qual estas estruturas se encontram é o ar. Os parâmetros físicos como largura s possui valor de 2,6 cm e o espaçamento entre os eletrodos w possui valor 1,0 cm.

Além disso, o valor de tensão aplicada para a estrutura de 2 eletrodos foi -1V para o *object1* e +1V para o *object2*. Para a estrutura de 3 eletrodos os eletrodos laterais receberam o valor -1V e o central recebeu o valor +1V.

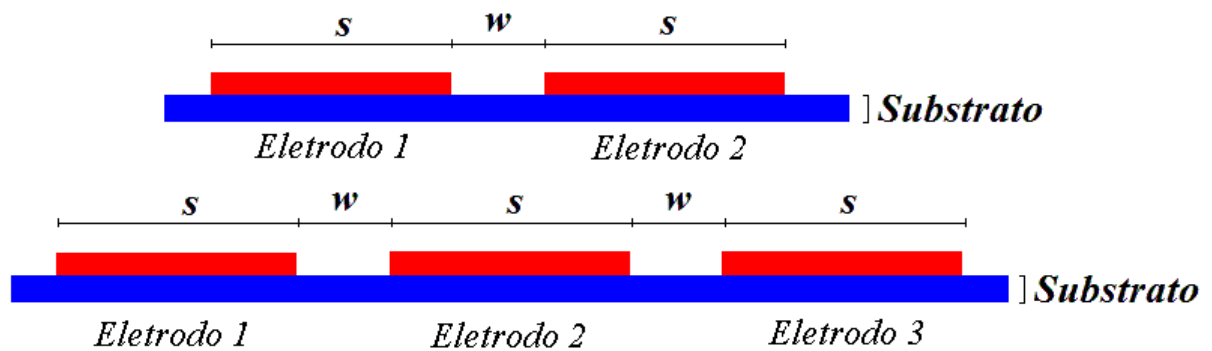


Figura 23 - Representação visual da simulação de 2 e 3 eletrodos com substrato no *software* Maxwell.

Fonte: Autoria própria.

Após a realização das simulações com 2 eletrodos e 3 eletrodos, obteve-se as matrizes de capacitância que forneceram os valores de capacitância mútua presentes entre os eletrodos (tabela 4). Na tabela 4, C_{12} corresponde a capacitância mútua entre o *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2*, C_{23} corresponde a capacitância entre *Eletrodo 2* e *Eletrodo 3* e C_{13} corresponde a capacitância entre *Eletrodo 1* e *Eletrodo 3*.

Tabela 4 - Capacitâncias mútuas simuladas para 2 e 3 eletrodos com substrato no Maxwell.

| 2 eletrodos | 3 eletrodos | 3 eletrodos |
|-----------------|--------------------------|-----------------|
| C_{12} (pF/m) | $C_{12} = C_{23}$ (pF/m) | C_{13} (pF/m) |
| 25,78 | 22,74 | 4,663 |

Fonte: Autoria própria.

O valor simulado da capacitância mútua de 2 eletrodos com substrato se mostrou maior em relação a estrutura formada somente pelos eletrodos como visto na figura 20, pelo fato de o substrato possuir uma permissividade maior do que a do ar e isto interferir na linhas de campo entre os eletrodos.

O desenvolvimento de sensor capacitivo diferencial planar como o mostrado na figura 23 apresenta um problema, pois o uso de eletrodos para desenvolvimento destes tipos de sensores capacitivos tende a aumentar as capacitâncias parasitas presente neles, que tendem a reduzir a sensibilidade, pois em muitos casos, os sensores desenvolvidos são constituídos por metais ou operam em regiões no qual a vizinhança de objetos metálicos limita o alcance da detecção do sensor (figura 24) (ATMEL, 2014).

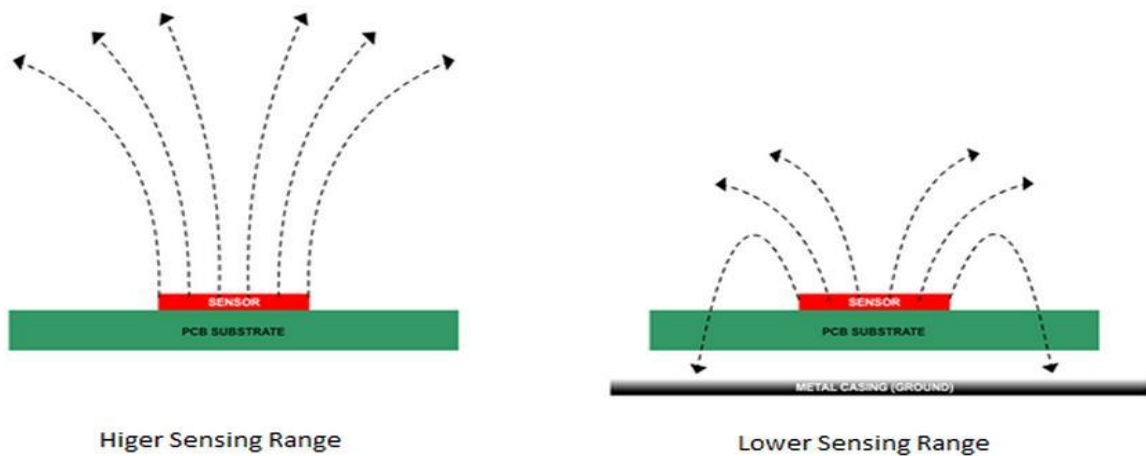


Figura 24 - Sensibilidade devido à presença de metais proximos.

Fonte: ATMEL, 2014.

Para melhorar a sensibilidade e reduzir os efeitos de franja, usa-se uma estrutura denominada *driven shield* (figura 25), cujo princípio é reduzir o efeito de desviar campos elétricos para objetos indesejáveis, reduzir a capacitância parasita, melhorar a sensibilidade e obter um alcance maior das linhas de campo provenientes do sensor (ATMEL, 2014).

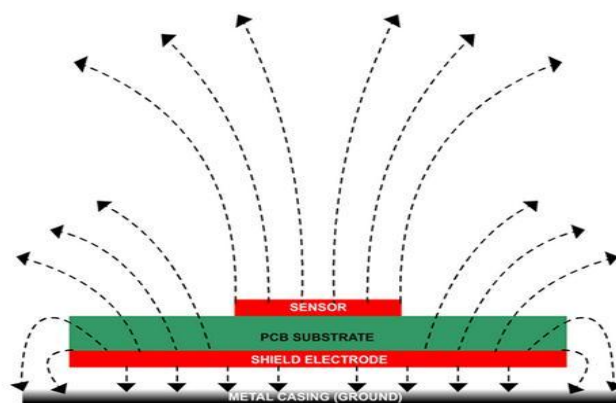


Figura 25 - Driven Shield.

Fonte: ATMEL, 2014.

Driven shield é um método de blindagem elétrica utilizado para proteger circuitos de baixa corrente contra correntes de fuga. Os *driven shields* são frequentemente referenciados como um guarda, principalmente quando aplicados a placas de circuito impresso (PCIs). Eles são usados em situações nos quais uma pequena corrente de fuga através de superfícies isolantes de um fio ou PCI produzem erros nas medições ou na funcionalidade dos dispositivos (ATMEL, 2014).

O princípio básico consiste em proteger a região sensora com um guarda circundante que é realizado na mesma tensão da parte sensora. Uma vez que estiver na mesma tensão, não haverá fluxo de campo, isto é conseguido utilizando um *buffer*/seguidor de tensão (figura 26) que carrega na área do guarda a mesma tensão presente na área sensora (ATMEL, 2014). Uma vez que a blindagem e as tensões dos eletrodos encontram em fase e tem a mesma grandeza, não haverá campo elétrico entre os dois e todos os componentes posicionados atrás do *shield* não tem nenhum efeito sobre o funcionamento do sensor.

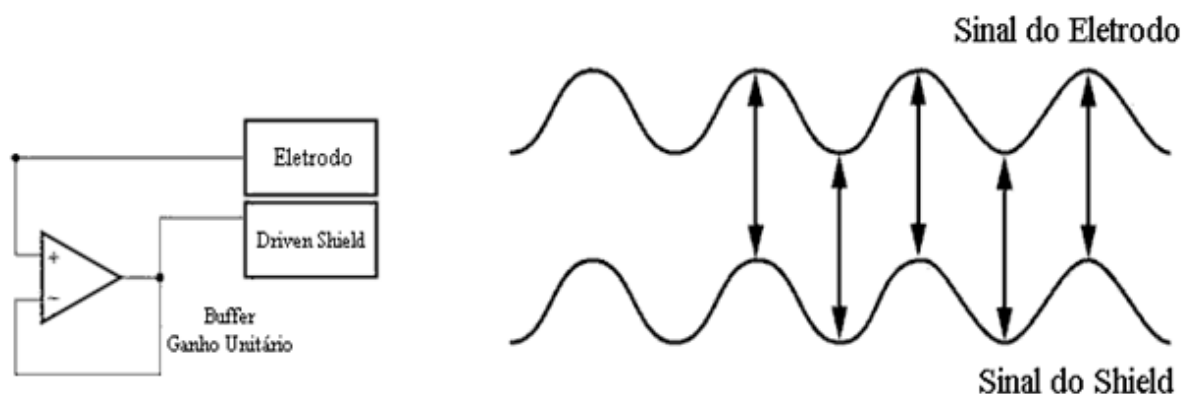


Figura 26 - Buffer/seguidor de tensão e fase do eletrodo e do shield.

Fonte: Modificada de ATMEL, 2014.

O fator limitante para o uso de guardas é a impedância de entrada do *buffer* de tensão. Entretanto devem-se utilizar amplificadores que apresentam impedância de entrada elevada para combater este problema. Outro cuidado que deve ser levado em consideração é garantir que não haja lacunas no *driven shield* ou outros caminhos pelos quais a corrente de fuga pode ser encontrada e com isso, destruir o sistema de blindagem. Para evitar isto o *driven* deve ser posicionado diretamente abaixo da área sensora e possuir um tamanho maior ou pelo menos igual ao do sensor.

Na implementação do sensor capacitivo diferencial planar com a presença de *driven shields*, ao usar a tecnologia de PCI para a sua fabricação, a melhor configuração é a baseada na estrutura de 4 *layers* (figura 27), devido ao fato do sensor precisar ter um plano sensor no qual estará os eletrodos, um plano guarda no qual estará os *driven shields* e um plano terra. Na figura 27, não está representado, mas há um substrato de fibra de vidro do tipo FR4 entre os *layers* que formam o sensor diferencial e, além disso, o *driven shield* se estende até a superfície da PCI através de vias para blindar os eletrodos.

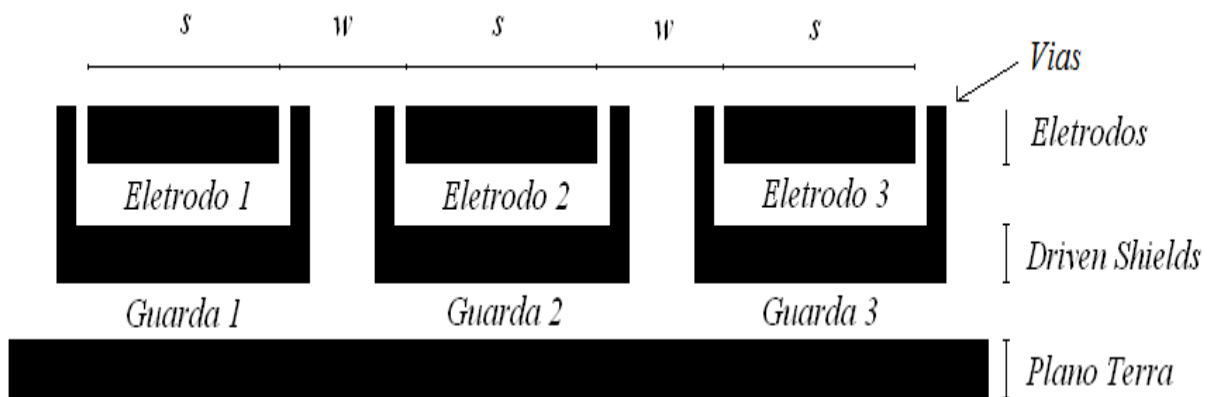


Figura 27 - Estrutura diferencial com *driven shields* e plano terra.

Fonte: Autoria própria.

A estrutura diferencial mostrada na figura 27 foi simulada considerando que os eletrodos, os *driven shields* e o plano terra sejam feitos de cobre. O material que forma o substrato foi escolhido como sendo a fibra de vidro que possui permissividade de 4,4 e o meio no qual a estrutura se encontra é o ar. Os parâmetros físicos dos eletrodos como largura s possui valor de 2,6 cm e o espaçamento entre os eletrodos w possui valor 1,0 cm, já os parâmetros físicos dos *driven shields* possui largura igual a 2,8 cm e espaçamento entre eles igual a 0,8 cm. Além disso, o valor de tensão aplicada para a estrutura foi -1 V para os eletrodos laterais e +1 V para o central.

Tomou-se o cuidado de aplicar a mesma tensão do eletrodo no seu correspondente *driven shield* para que não haja campo elétrico entre os dois e o princípio de proteção seja eficaz, com isso os *driven shields* laterais receberam o valor de tensão -1 V e o central +1 V. Além disso, os guardas foram aplicados logo abaixo dos eletrodos e com uma largura maior para evitar lacunas pelos quais correntes de fuga pode encontrar o eletrodo e com isto destruir a blindagem.

Após a realização da simulação, obtiveram-se as matrizes de capacitância para a estrutura diferencial que forneceram os valores de capacitância mútua presentes entre os eletrodos (tabela 5). Na tabela 5, C_{12} corresponde à capacitância mútua entre o *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2*, C_{23} corresponde a capacitância entre *Eletrodo 2* e *Eletrodo 3* e C_{13} corresponde à capacitância entre *Eletrodo 1* e *Eletrodo 3*.

Tabela 5 - Capacitâncias mútuas simuladas para a estrutura diferencial com *driven shield* no Maxwell.

| $C_{12} = C_{23}$ (pF/m) | C_{13} (pF/m) |
|--------------------------|-----------------|
| 3,952 | 0,8513 |

Fonte: Autoria própria.

Os valores de capacitância para a estrutura diferencial mostradas na tabela 5 com *driven shield* em comparação aos valores obtidos sem os guardas (tabela 4) se mostrou menor devido ao fato do surgimento de novas capacitâncias devido as interações entre os eletrodos, guardas e o plano terra.

3.3 Simulações baseado em FEM para determinação da variação da capacitância do sensor capacitivo diferencial planar na presença de objeto com permissividade diferente ao do ar

O sensor capacitivo diferencial planar com *driven shield* ao ser colocado próximo de um objeto, sentirá a presença deste corpo desde que ele possua uma permissividade diferente ao do ar, como a água.

A presença de um objeto faz com que as capacitâncias entre os eletrodos mudam os seus valores. Isto ocorre devido à alteração da permissividade provocada pelo objeto. Entretanto, esta mudança de capacitância é difícil de ser modelada matematicamente, devido à geometria do corpo que pode apresentar formas que interferem com maior ou menor intensidade entre as linhas de campo elétrico.

Na implementação do sensor capacitivo diferencial planar com o uso de *driven shields*, foi simulada a presença de um objeto próximo da estrutura diferencial (figura 28). O objeto considerado possui uma geometria circular preenchido com água (permissividade igual

a 81) e se encontra a uma distância variável d dos eletrodos. Os outros parâmetros necessários para a simulação são os mesmos escolhidos na análise da estrutura diferencial com *driven shields*.

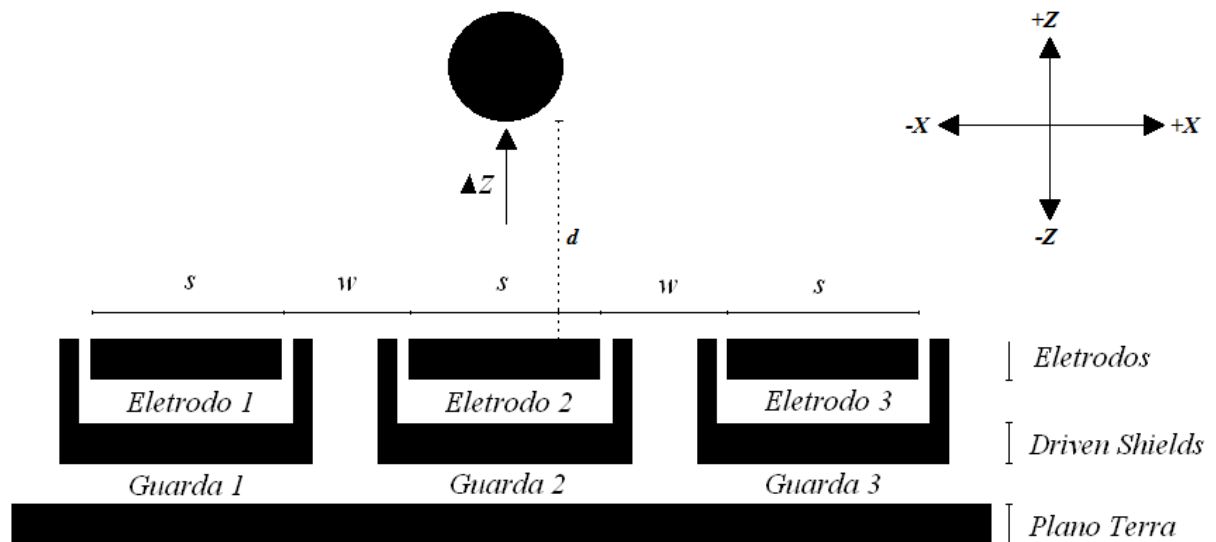


Figura 28 - Estrutura diferencial com *driven shields* e plano terra na presença de um objeto.

Fonte: Autoria própria.

Nas simulações para o sensor capacitivo diferencial planar, conforme o deslocamento do objeto nas direções X ou Z , as capacitâncias entre os eletrodos mudam, devido ao surgimento de capacitâncias parecidas às apresentadas por Liu et al. (2004) nas equações (26) e (27).

A primeira simulação realizada tomou-se o objeto posicionado em cima do eletrodo central, conforme figura 28, e realizou o seu deslocamento somente no eixo Z , obtendo o gráfico mostrado na figura 29, no qual o eixo da abcissa refere-se ao deslocamento na direção $+Z$ em centímetros e o eixo da ordenada refere-se às capacitâncias mútuas que surge entre os eletrodos na presença do objeto.

Na simulação realizada, a presença de um objeto próximo do sensor fez com que as capacitâncias entre os eletrodos apresentassem valores de capacitância menor do que apresentada na tabela 5. Isto se deve ao fato do objeto possuir uma permissividade elevada que provoca uma diminuição no fluxo elétrico entre os eletrodos e como o potencial em cada eletrodo não mudou, a capacitância diminui na presença de um objeto com permissividade diferente à do ar.

Como o deslocamento foi realizado somente na direção Z e em cima do eletrodo central, o objeto nesta configuração se encontra em equilíbrio com o sensor, ou seja, as capacitâncias entre *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2* e *Eletrodo 2* e *Eletrodo 3* possuem valores praticamente iguais com um valor da tensão diferencial igual a zero.

Além disso, conforme o objeto começa a se deslocar afastando do sensor, as capacitâncias entre os eletrodos começam a aumentar até se estabelecer no valor mostrado na tabela 5.

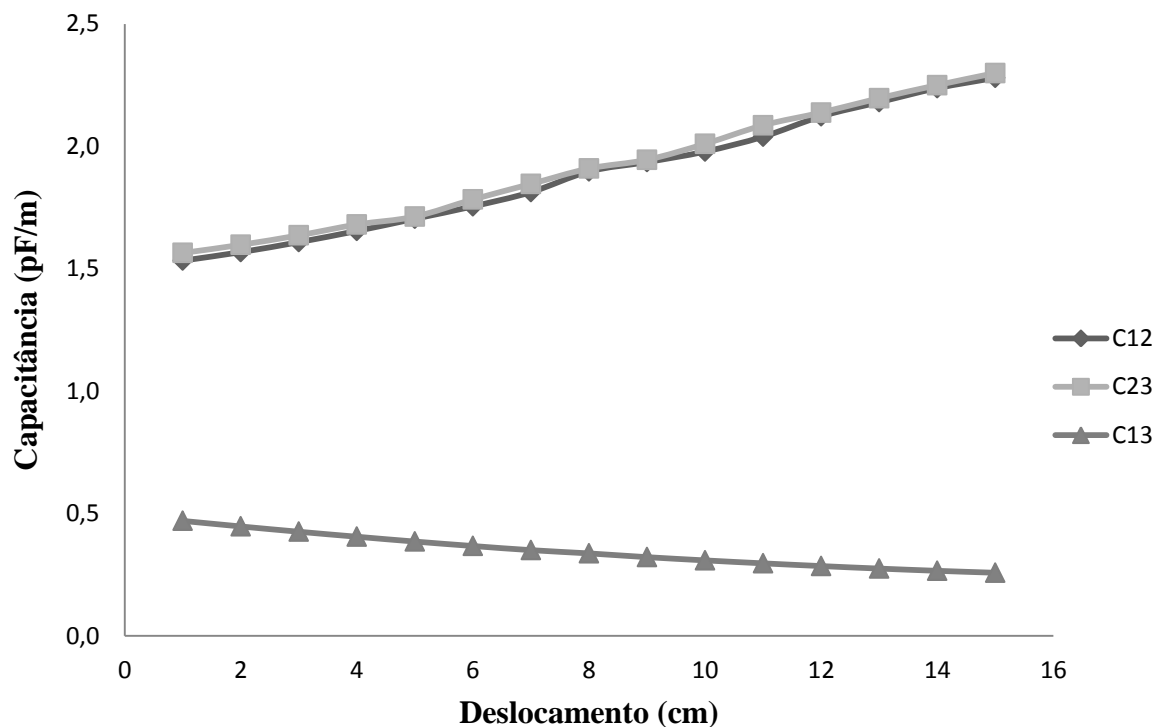


Figura 29 - Variação da capacitância em função do deslocamento no eixo z, em equilíbrio.

Fonte: Autoria própria.

A segunda simulação realizada deslocou o objeto no eixo X posicionando o centralmente entre dois eletrodos (figura 30), e realizou o seu deslocamento somente no eixo Z, obtendo o gráfico mostrado na figura 31.

Na simulação o objeto sofreu deslocamento somente na direção Z, entretanto como o objeto está localizado centralmente entre dois eletrodos, nesta configuração o sensor diferencial não se encontra em equilíbrio fazendo com que o valor da tensão diferencial seja diferente de zero. Além disso, capacitância entre *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2* sofre uma maior

influência provocada pelo objeto do que a capacitância entre *Eletrodo 2* e *Eletrodo 3*, devido ao objeto provocar uma diminuição grande no campo elétrico presente neste par de eletrodos.

Além disso, conforme o objeto começa se afasta do sensor, as capacitâncias entre os eletrodos aumentam até o valor de 3,952 pF/m mostrado na tabela 5.

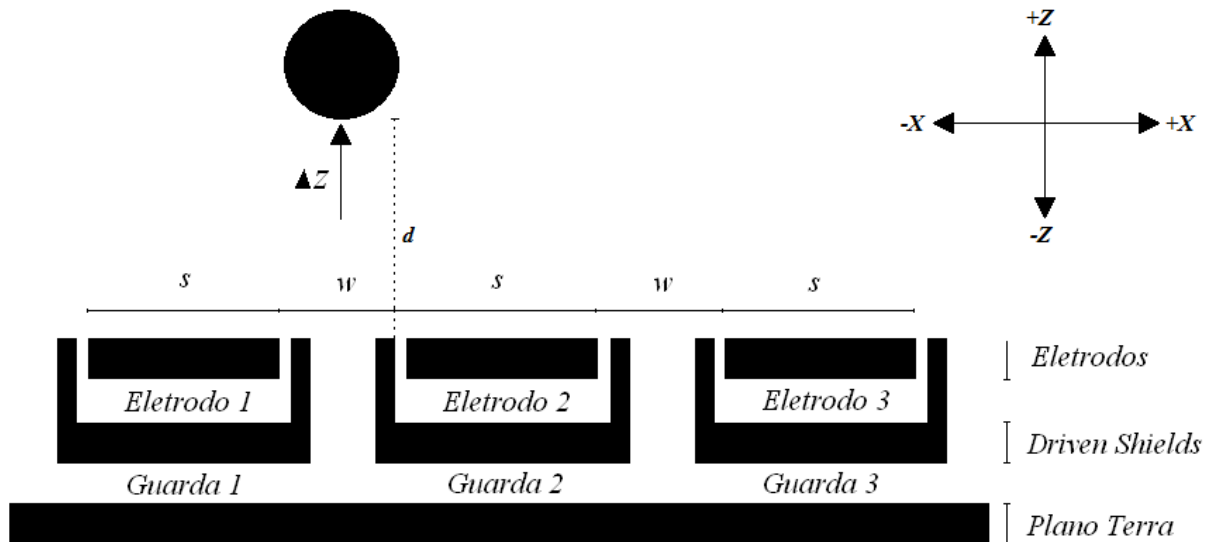


Figura 30 - Sensor diferencial com o corpo deslocado entre dois eletrodos.

Fonte: Autoria própria.

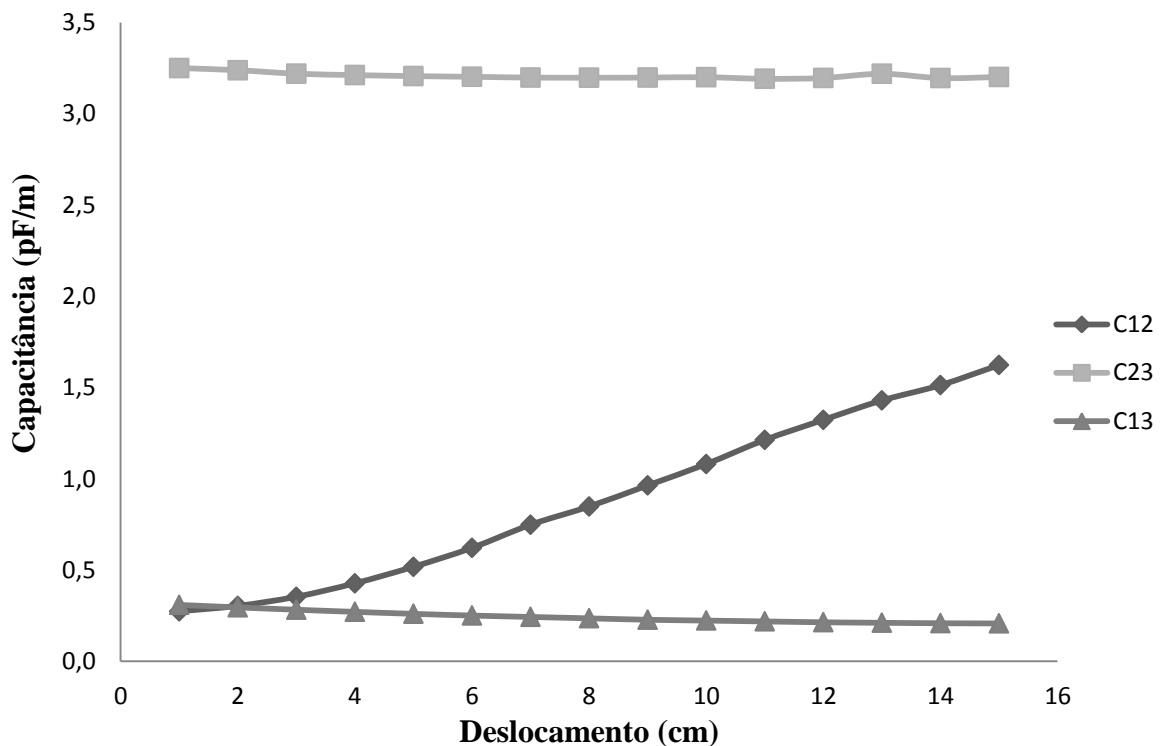


Figura 31 - Variação da capacitância em função do deslocamento em x e z no *software* Maxwell.

Fonte: Autoria própria.

Na terceira simulação realizada, o objeto foi deslocado novamente no eixo X, o qual foi posicionado em cima de um dos eletrodos laterais (figura 32), e realizou-se o seu deslocamento somente no eixo Z, obtendo o gráfico mostrado na figura 33.

Na simulação, o objeto sofreu deslocamento somente na direção Z, entretanto como o objeto está localizado em cima de um eletrodo lateral, nesta configuração o sensor diferencial não se encontra em equilíbrio e o valor da tensão diferencial é diferente de zero.

Além disso, nesta configuração a capacitância entre *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2* sofre menor influência do objeto do que a percebida quando ele estava posicionado centralmente entre os dois eletrodos, devido a uma menor diminuição no fluxo elétrico provocada pelo objeto. A capacitância entre *Eletrodo 2* e *Eletrodo 3* nesta configuração praticamente não sente a presença do corpo, apresentando um valor muito próximo ao visto na tabela 5.

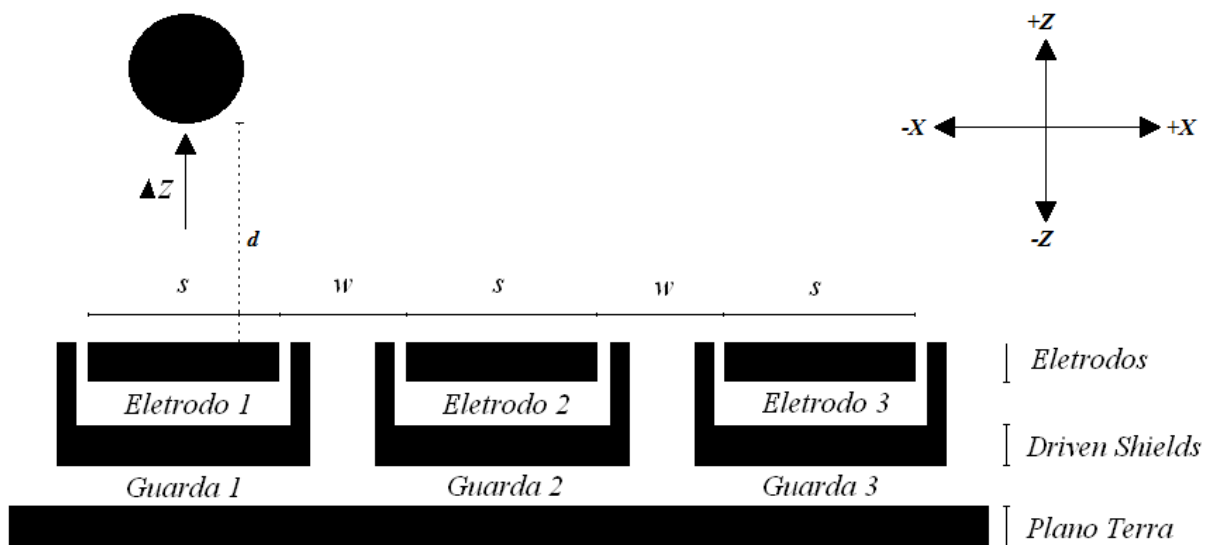


Figura 32 - Sensor diferencial com o corpo deslocado para o eletrodo da esquerda.

Fonte: Autoria própria.

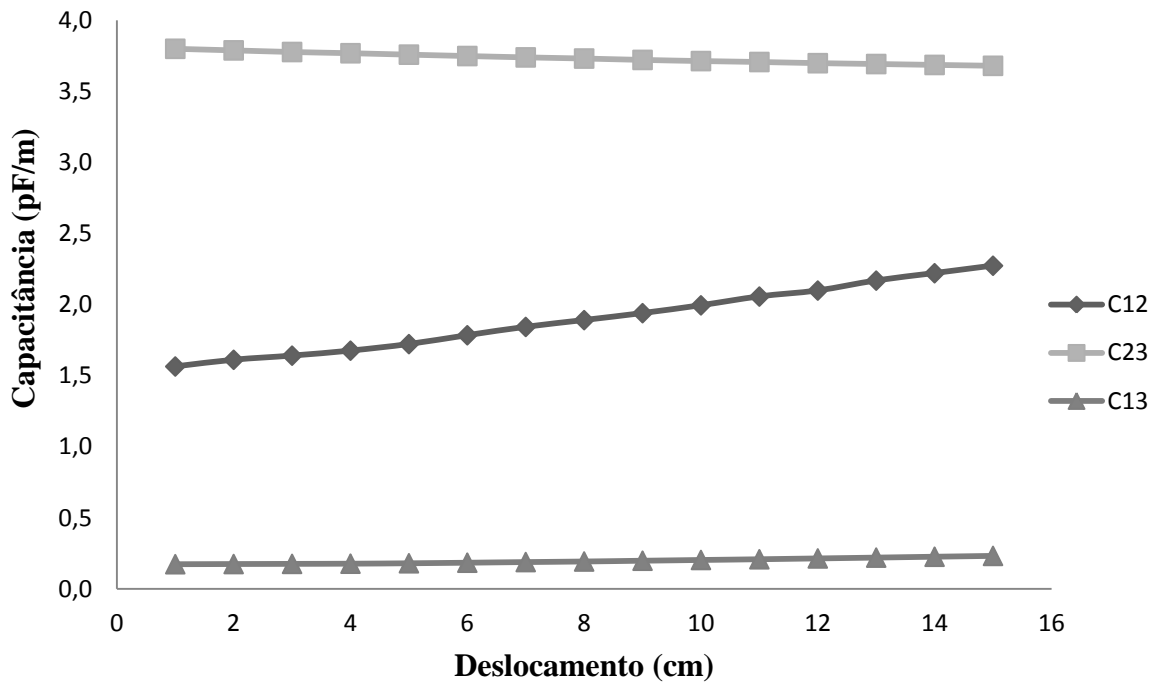


Figura 33 - Variação da capacitância em função do deslocamento maior do corpo em x e z.

Fonte: Autoria própria.

3.4 Simulação do Circuito Elétrico Equivalente do Sensor Capacitivo Diferencial Planar

As análises baseadas em simulação por FEM para o sensor capacitivo diferencial planar apresentaram o comportamento das capacitâncias entre os eletrodos quando um objeto com permissividade diferente ao do ar se encontra próximo do sensor.

Entretanto, estas análises não apresentam o comportamento da tensão de saída diferencial quando um objeto está próximo dos eletrodos e menos ainda uma análise de ruído, para isto foi necessário a realização de uma análise do circuito elétrico equivalente do sensor capacitivo diferencial planar (figura 34), cuja representação visual é mostrada na figura 23.

Na figura 34, a capacitância C_1 corresponde á capacitância mútua que há entre os eletrodos *Eletrodo 1* e *Eletrodo 2*, C_2 corresponde á capacitância que há entre os eletrodos *Eletrodo 2* e *Eletrodo 3* e por fim, C_3 corresponde á capacitância que há entre os eletrodos *Eletrodo 1* e *Eletrodo 3*.

Para a realização da análise da tensão de saída e do ruído do sensor capacitivo diferencial planar, foi utilizada a versão 16.0 do software Orcad da Cadence.

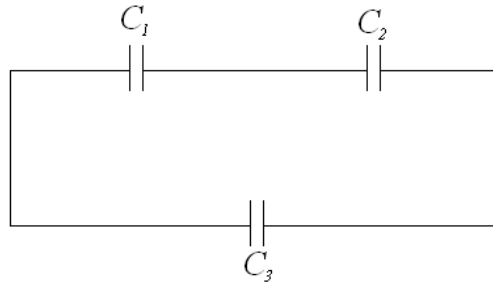


Figura 34 - Modelo Elétrico do Sensor Capacitivo Diferencial Planar.

Fonte: Autoria própria.

No Orcad, foi desenhada a representação do circuito elétrico equivalente do sensor capacitivo diferencial planar (figura 35), no qual não foi considerado a presença dos *driven shields* e os valores de capacitância utilizados correspondem aos obtidos por simulação para o diferencial planar como mostrado na tabela 4.

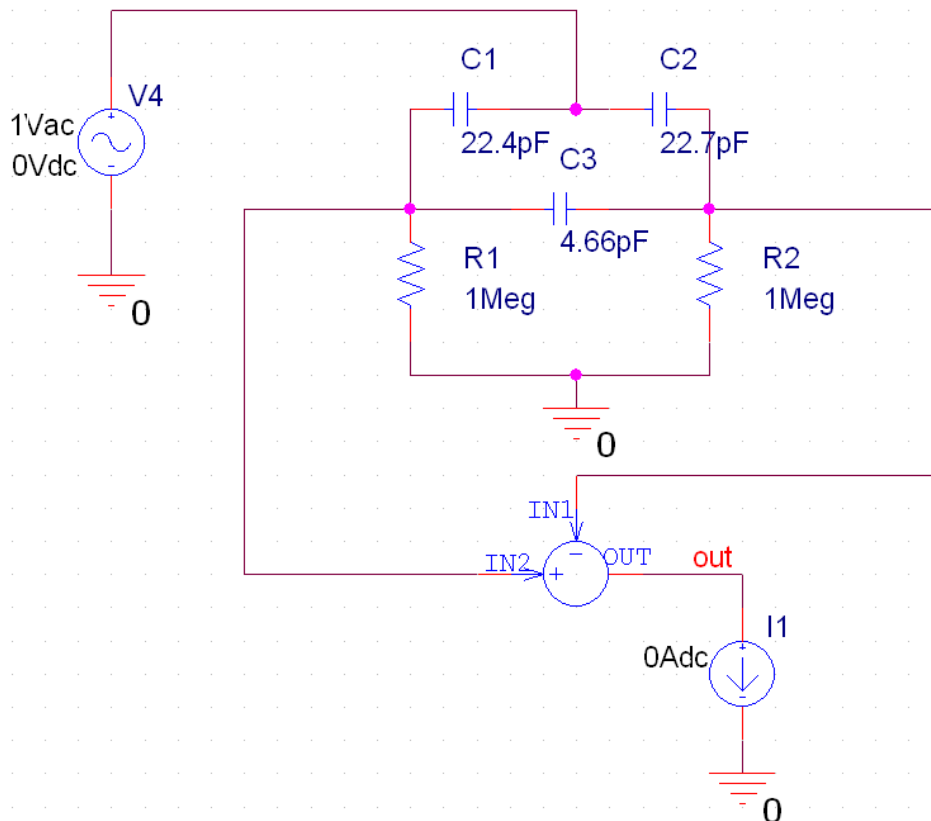


Figura 35 - Circuito diferencial simulado no software Orcad.

Fonte: Autoria própria.

Para a realização da simulação, foi aplicado um sinal de 1 V no ponto que corresponde ao eletrodo central para excitar o circuito. Os valores R1 e R2 mostrados na figura 35 são necessários para que haja um acoplamento do circuito que está sendo analisado e a utilização de um elemento diferencial para proporcionar a saída diferencial. Além disso, os valores de R1 e R2 são grandes para poder trabalhar com frequências mais baixas.

No circuito elétrico equivalente do sensor capacitivo diferencial, foi aplicada uma pequena diferença no valor de C1, como se houvesse um corpo próximo do sensor. Após isto, através de uma análise em frequência (figura 36) obteve-se a frequência de 5,888 kHz que proporciona a maior tensão de saída diferencial com valor 5,5125 mV e, com uma análise de ruído, determinou-se a tensão RMS de ruído presente na frequência obtida obtendo um valor de 11,980 μ V.

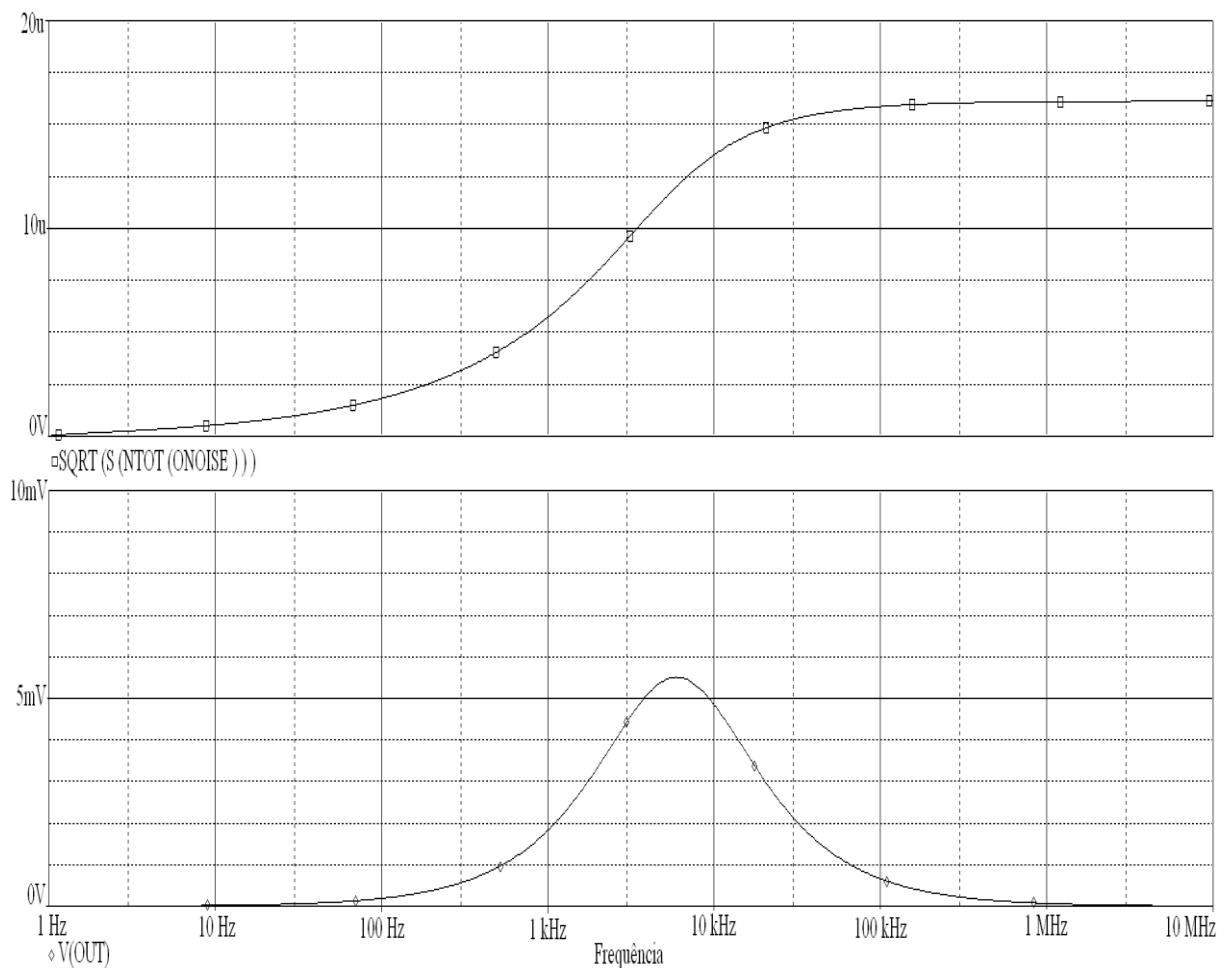


Figura 36 - Análise em frequência para o sensor capacitivo diferencial planar.

Fonte: Autoria própria.

Com os valores obtidos de tensão diferencial e tensão de ruído, determinou-se a relação sinal ruído, que corresponde à razão da potência do sinal pela potência do sinal de ruído, obtendo o valor de 460,1 (53,25 dB). Como a relação apresentou um valor grande, o efeito do ruído no sinal é bem pequeno.

3.5 Sensores Fabricados

Com os estudos do uso da tecnologia de PCI para a fabricação de sensores e as simulações realizadas para o sensor capacitivo diferencial planar, pois não foi realizado para o sensor PWR, devido a limitações do *software* utilizado, obtiveram-se os parâmetros necessários para a fabricação dos sensores capacitivo e PWR.

Os sensores foram projetados com o auxílio da versão 6 do *software* Altium Designer. Sendo desenvolvidos os esquemáticos e os projetos das PCIs dos sensores capacitivo diferencial planar e PWR.

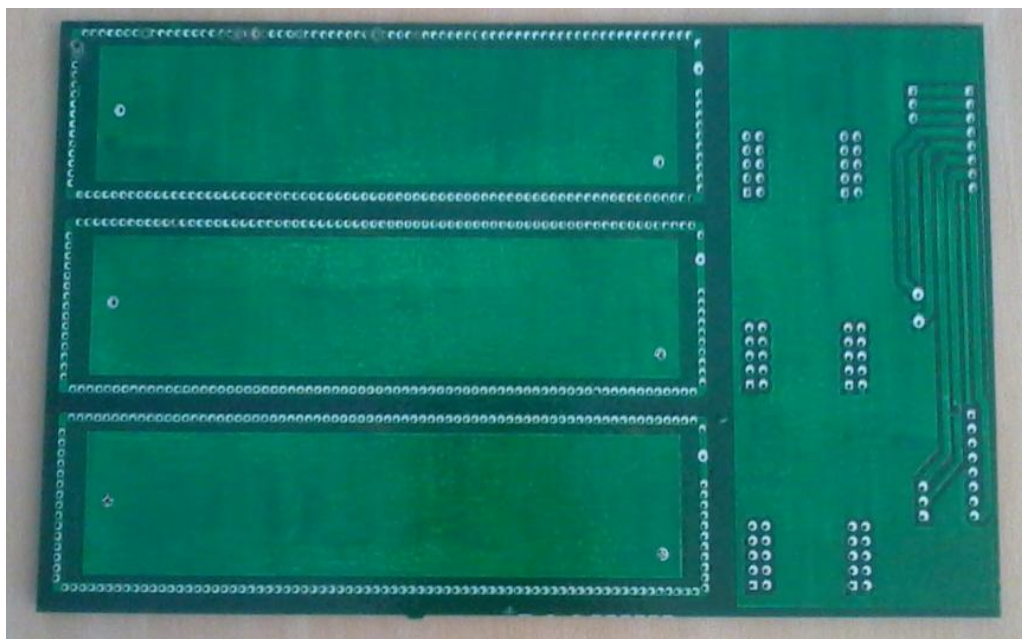
O sensor capacitivo diferencial planar é constituído de duas PCIs. A primeira refere-se à instrumentação necessária para processar o sinal diferencial, formado por módulos que realizam tarefas como modulação, demodulação, *driven shields*, ganho e filtragem. Esta PCI foi fabricada utilizando uma placa dupla face de cobre, composta de substrato de fibra de vidro e com uma camada fina de material epóxi para proteção contra oxidação.

A segunda refere-se à PCI que contém os eletrodos que formam a área que será sensibilizada do sensor (figura 37). Na figura 37 estão representadas as duas versões desenvolvidas neste trabalho, uma na cor verde, que corresponde à 1ª versão de teste (a), e a que corresponde à versão final (b). Ambas utilizaram a tecnologia de 4 *layers* para a sua fabricação, devido ao uso dos *driven shields* (figura 38) e a presença de um plano terra. Na figura 38, observam-se os eletrodos e o *driven shield* do sensor diferencial. As imagens foram obtidas por raio-x.

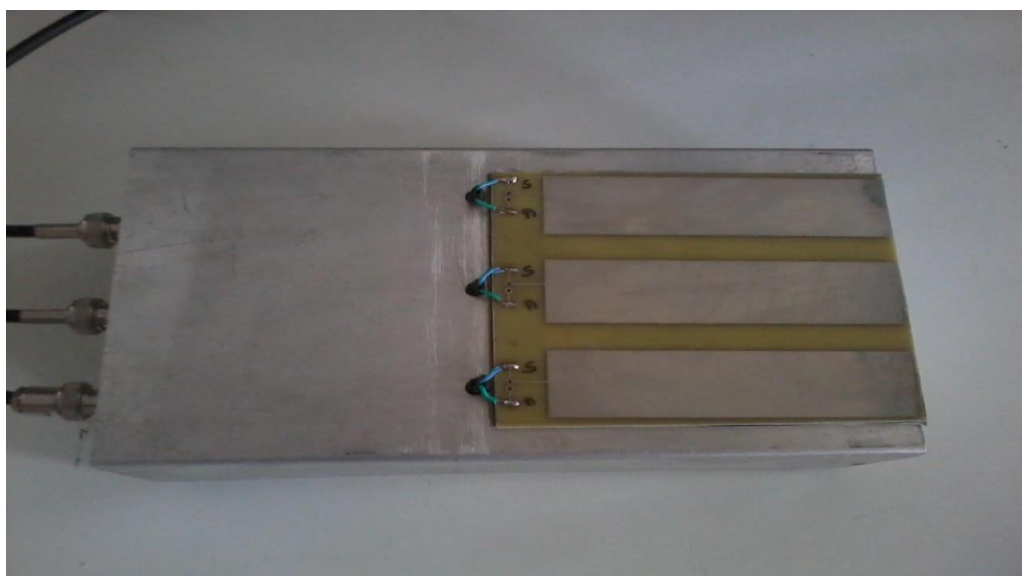
As PCIs vistas na figura 37 são formadas pela união de duas placas dupla face de cobre de espessura 0,5 mm, feitas de substrato fibra de vidro. Na primeira placa se encontra, num lado, os eletrodos que formam o sensor com largura s igual a 2,6 cm, espaçamento w igual a 1,0 cm e comprimento igual a 10 cm e, no outro lado, encontram-se os eletrodos que formam o *driven shield* com largura igual a 2,8 cm, espaçamento 0,8 cm e comprimento de

10,2 cm, como visto na representação mostrada na figura 27. Na segunda placa, em um dos seus lados, está o plano terra e o outro foi corroído.

A PCI desenvolvida não recebeu uma camada de material epóxi para evitar a oxidação devido a estes materiais possuírem permissividade mais elevadas, que provocariam leituras diferentes do sensor. Entretanto, para evitar que o cobre sofra interferências do meio, os eletrodos receberam uma fina camada metalizada de níquel que é resistente à corrosão e não interfere nas medições do sensor, através da etapa de fabricação de PCI denominada eletrodeposição.



(a)



(b)

Figura 37 – (a) Primeira versão e (b) versão final do sensor capacitivo diferencial fabricado.

Fonte: Autoria própria.

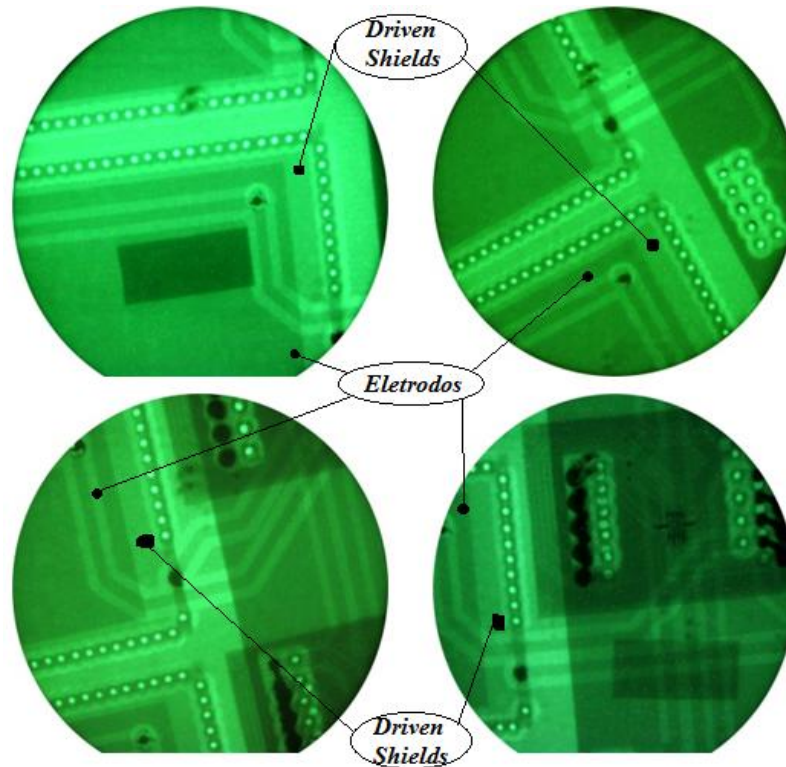


Figura 38 - Driven Shields do sensor capacitivo diferencial.

Fonte: A autoria própria.

O sensor PWR planar (figura 39) é constituído de uma PCI que utilizou como técnica de fabricação o emprego de bobinas bifilares, no qual duas trilhas paralelas são enroladas e no fim interligadas por um *jumper*, tornando possível a obtenção de capacitâncias elevadas.

A PCI do sensor PWR planar foi construída em uma placa dupla face de cobre, substrato de fibra de vidro e com uma fina camada de material epóxi para proteger o sensor de efeitos de oxidação. A PCI do sensor fabricado apresenta num lado a parte sensora onde se encontra a bobina bifilar e no outro os fios de retorno para fechar o laço ao colocar o *jumper*.

O projeto da PCI do sensor PWR poderia ser feita numa placa face simples, entretanto utilizou uma placa dupla face para evitar a presença de fios soldados no sensor para fechar o laço. O sensor é composto por 8,5 pares de espiras que corresponde a um número N de 17 voltas, a largura das trilhas w é igual a 0,5 mm e o espaçamento s é igual a 0,5 mm. Além disso, o comprimento do trecho mais externo vale 38 mm.

Na figura 39, os pontos A e C correspondem a uma bobina e os pontos B e D a outra bobina que forma o sensor PWR planar bifilar.

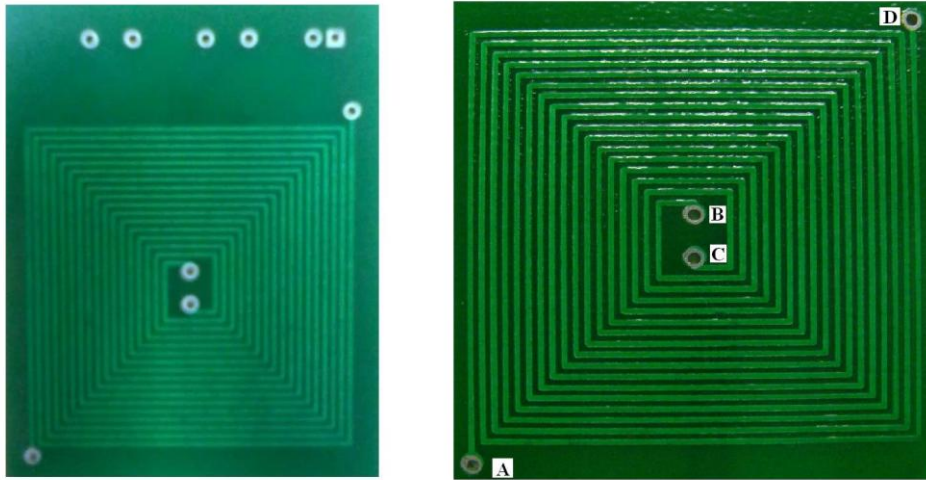


Figura 39 - Sensor PWR fabricado.

Fonte: Autoria própria.

3.6 Conclusão

A utilização do método de elementos finito (FEM) para a simulação de sensores e obtenção de parâmetros elétricos como capacitância mostrou ser uma ferramenta muito poderosa e necessária, pois forneceu respostas coerentes em comparação a cálculos teóricos, foi útil na análise do comportamento do sensor capacitivo diferencial na presença de um objeto devido à dificuldade de modelar matematicamente a capacitância de um corpo próximo ao sensor diferencial.

A utilização de uma ferramenta para simular o circuito equivalente do sensor capacitivo diferencial, assim como a que utilizou o FEM, também se mostrou útil, pois ajudou a realizar uma análise de ruído e verificar o comportamento da tensão de saída diferencial.

Além disso, a utilização do *software* Altium para o desenvolvimento dos sensores se mostrou essencial, devido principalmente a sua precisão e facilidade de uso, o que facilitou em muito o desenho das PCIs dos sensores desenvolvidos.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão testadas as formulações necessárias para o cálculo dos parâmetros elétricos dos sensores, através do auxílio das equações apresentadas no capítulo sensores planares em tecnologia PCI e comparação dos valores obtidos matematicamente com os simulados e medidos.

Além disso, serão apresentados os experimentos realizados com os sensores para verificar as suas funcionalidades e comportamentos e os dados obtidos com eles.

4.1 Cálculos teóricos

- **Sensor Capacitivo com eletrodos planar.**

Para a obtenção da capacitância entre dois eletrodos que formam o sensor capacitivo planar, foram testadas as duas formulações apresentadas no capítulo sensores planares em tecnologia PCI, a proposta por Chen et al., (2004), mostrada na equação (13) e a outra por Den Otter (2001, p. 140), apresentada na equação (20), para verificar qual delas apresentam respostas melhores em comparação com o valor simulado por FEM.

A primeira formulação testada foi proposta por Chen et al., (2004), para eletrodos planares. Nesta equação alguns parâmetros correspondem a valores geométricos dos eletrodos como visto na figura 4, no qual L que se refere ao comprimento dos eletrodos e corresponde a 100 cm, $2a$ se refere ao espaçamento entre os eletrodos e vale 1,0 cm e w que se refere à largura dos eletrodos e possui o valor de 2,6 cm.

Além disso, outros parâmetros que devem ser mencionados para a realização do cálculo teórico da equação de Chen et al., (2004), é o valor de tensão aplicada em cada eletrodo cujos valores escolhidos foram -1 V e +1 V, o coeficiente de permissividade ϵ_r do meio, que é o ar, no qual os eletrodos estão presentes possui o valor 1,0006 e por fim, o coeficiente de permissividade ϵ_o do vácuo.

Para a realização do teste da formulação proposta por Chen et al., (2004), utilizou-se o *software* Excel, no qual foi setado os parâmetros L , w , $2a$, ϵ_r e ϵ_o e realizando o cálculo, obteve-se o valor de capacitância igual a 14,16 pF/m entre os dois eletrodos.

A segunda formulação testada foi proposta por Den Otter (2001, p. 140), para eletrodos interdigitais, entretanto será considerada posteriormente somente para o caso de um par de eletrodos.

A equação proposta por Den Otter (2001, p. 140), assim como ocorreu para Chen et al., (2004), possui parâmetros correspondentes a valores geométricos dos eletrodos como visto na figura 5, como p que se refere ao comprimento e cujo valor é 100 cm, a que corresponde a soma da largura do eletrodo dado por w e que vale 2,6 cm e o espaçamento entre os eletrodos dado por s que vale 1,0 cm, fazendo com que o parâmetro a vale 3,6 cm. O parâmetro q presente na equação (20) corresponde à largura da área formada por dois eletrodos e vale 6,2 cm.

Além disso, o coeficiente de permissividade ε presente na equação de Den Otter (2001, p. 140), corresponde ao produto da permissividade do meio, que é o ar e de valor 1,0006 pela permissividade do vácuo.

A equação (20) apresenta um somatório de n termos, que corresponde ao número de pares de eletrodos presentes, no qual utiliza a função de Bessel de 1ª espécie e ordem zero para realizar este cálculo.

Para a realização dos cálculos foi utilizado o *software* Excel, no qual foi setado os parâmetros p , q , a e ε . Com estes valores foi calculado o somatório presente na equação (20), para isso, primeiramente foi determinada a função de Bessel para um número n de termos, em seguida foi determinado o seu valor ao quadrado e por fim, este valor foi multiplicado pela expressão $1 / (2n - 1)$, como mostrado na tabela 6.

Tabela 6 - Expressões para o cálculo do somatório da equação de Den Otter.

| n | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|----------------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|--------|--------|--------|--------|
| J_0 | 0,9529 | 0,6153 | 0,1205 | -0,2779 | -0,4009 | -0,2405 | 0,0509 | 0,2667 | 0,2766 | 0,0985 |
| J_0^2 | 0,9081 | 0,3786 | 0,0145 | 0,0772 | 0,1607 | 0,0578 | 0,0025 | 0,0711 | 0,0765 | 0,0097 |
| $1 / (2n - 1)$ | 0,9081 | 0,1262 | 0,0029 | 0,0110 | 0,017 | 0,0052 | 0,0001 | 0,0047 | 0,0045 | 0,0005 |
| somatório | 0,9081 | 1,0343 | 1,0372 | 1,0483 | 1,0661 | 1,0714 | 1,0716 | 1,0763 | 1,0808 | 1,0813 |

Fonte: Autoria própria.

Com os valores do somatório presentes na tabela 6 e o cálculo realizado no *software* Excel, obteve-se a capacitância a cada n pares de eletrodos, como visto na figura 6. Considerando o valor de n igual a 1 para o caso de um par somente de eletrodos, obteve-se o valor de capacitância igual a 17,642 pF/m. Na tabela 7, encontram-se os valores obtidos para

um par de eletrodos utilizando as equações propostas por Chen et al., (2004) e Den Otter (2001, p. 140),.

Tabela 7 - Valor da capacitância de um par de eletrodos propostas por Chen e Den Otter.

| Propostas por Chen | Propostas por Den Otter |
|--------------------|-------------------------|
| C12 (pF/m) | C12 (pF/m) |
| 14,163 | 17,642 |

Fonte: Autoria própria.

Os valores de capacitância mostrados na tabela 7, em comparação com o valor de 17,284 pF/m obtido por simulação baseado em FEM como visto na figura 21, mostrou que a equação proposta por Den Otter (2001, p. 140) apresenta um erro muito menor do que a por Chen et al., (2004).

- **Sensor capacitivo com eletrodos interdigital planar.**

Para validar a equação de Den Otter (2001, p. 140), foi desenvolvido um sensor capacitivo interdigital usando a tecnologia de PCI (figura 40) formado por 32 pares de eletrodos, que possui os seguintes parâmetros geométricos: o comprimento p de 9,4 milímetros (mm), a largura do eletrodo w de 0,1 mm e o espaçamento entre os eletrodos s de 0,15 mm, resultando no parâmetro a de 0,25 mm. O parâmetro q foi calculado para este sensor e obteve 8,1 mm. Na figura 40, observa uma escala que corresponde a 1/10 de milímetro e o *layout* do sensor fabricado usando o *software* Altium.

Em relação ao coeficiente de permissividade ε presente na equação de Den Otter (2001, p. 140), além do meio ar, deve ser considerado a presença do substrato de fibra de vidro com permissividade de 4,4. Entretanto, a permissividade que será substituída na expressão de Den Otter (2001, p. 140), não corresponde à soma das permissividades presentes, mas a uma permissividade efetiva que surge devido à interação entre os meios. Ramo, Whinnery e Van Duzer (1994) apresentam expressões que calcula esta permissividade efetiva, no qual determinou o valor de 2,6836 para as características deste sensor interdigital desenvolvido.

A capacitância para os eletrodos interdigitais foi medida usando um Analisador de impedância modelo 4294A da Agilent, no qual se obteve o valor de 6,87 pF. Além disso,

utilizou o *software* Excel para realizar o cálculo teórico da capacitância, no qual foi setado os parâmetros p , q , a e ϵ , obtendo o gráfico visto na figura 41.

Na figura 41, para n igual a 32 pares de eletrodos, o valor da capacitância corresponde a 6,24 pF.

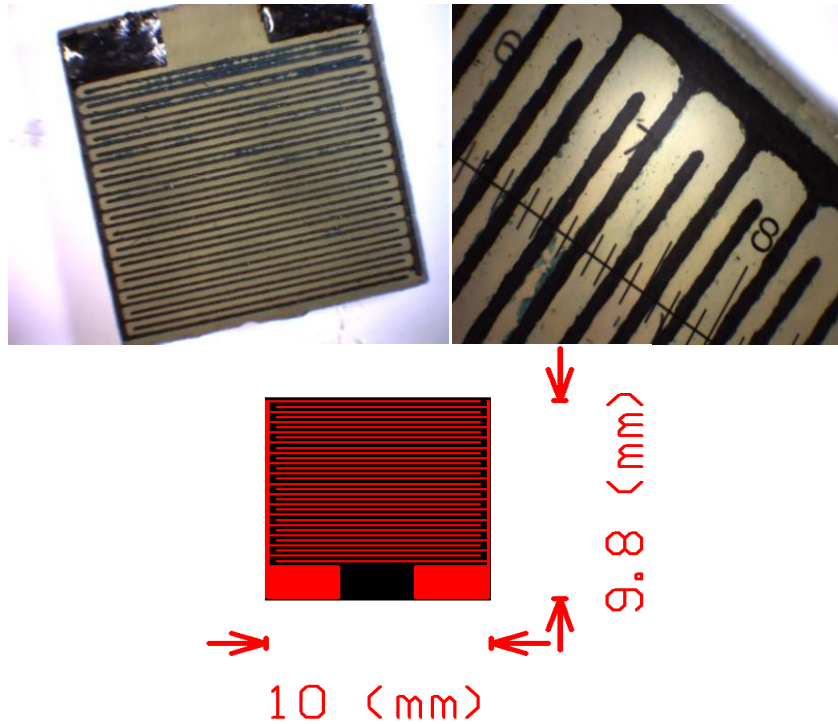


Figura 40 - Eletrodo Intedigital e layout do sensor realizado no Altium.

Fonte: Autoria própria.

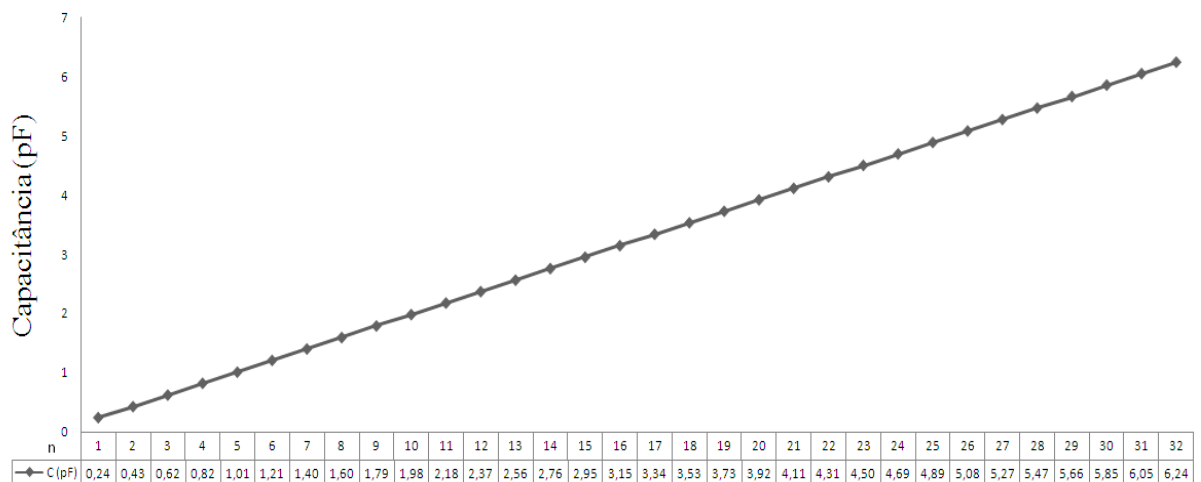


Figura 41 - Valores de Capacitância para o sensor interdigital.

Fonte: Autoria própria.

Além disso, o sensor interdigital mostrado na figura 40 recebeu uma camada de titanato de bário, que na temperatura de 20° C apresenta uma permissividade relativa igual a 50 (figura 42). O coeficiente de permissividade ϵ presente na equação de Den Otter, agora depende da permissividade do meio ar, do substrato de fibra de vidro e do titanato de bário.

Aplicando a expressão que Ramo, Whinnery e Van Duzer (1994) utiliza para cálculo da permissividade efetiva, determinou o valor de 25,3283 para as características deste sensor interdigital desenvolvido.

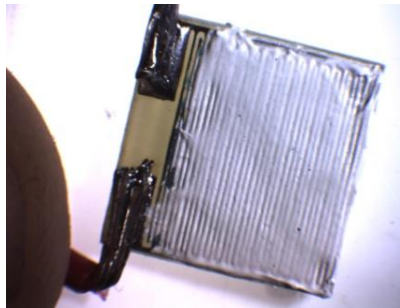


Figura 42 - Eletrodo Intedigital com titanato de bário.

Fonte: Autoria própria.

A capacitância para este eletrodo interdigital com titanato de bário foi medida usando um Analisador de impedâncias modelo 4294A da Agilent, no qual se obteve o valor de 61,5 pF. No Excel realizou o cálculo teórico da capacitância, no qual foi setado os parâmetros p , q , a e ϵ , obtendo o gráfico visto na figura 43, no qual se observa o valor de 58,9 pF para n igual a 32 pares de eletrodos.

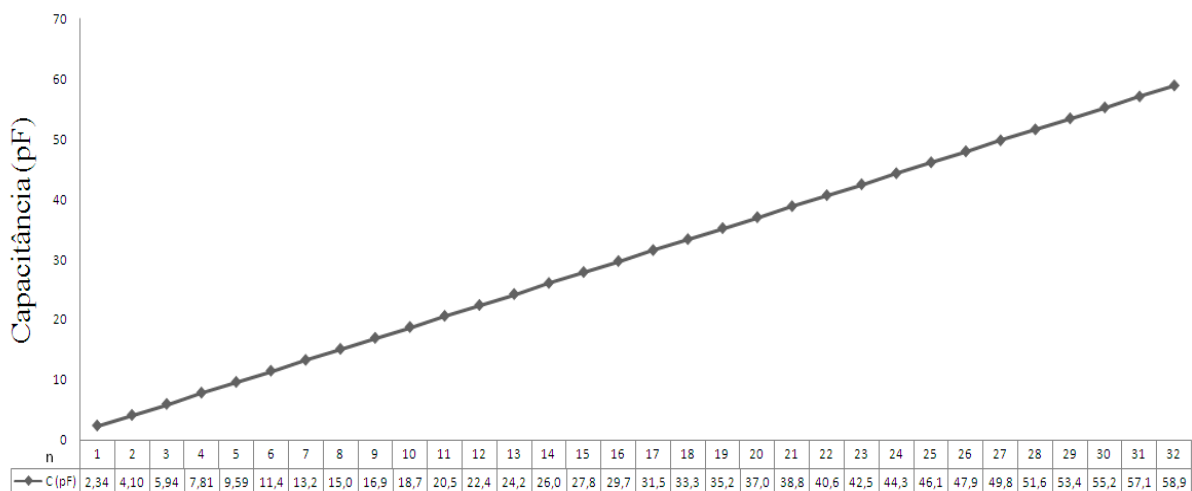


Figura 43 - Valores de Capacitância para o sensor interdigital com presença do titanato de bário.

Fonte: Autoria própria.

Os valores obtidos utilizando a equação de Den Otter (2001, p. 140) ou medidas pelo Analisador apresentaram diferenças menores de 10% nos valores obtidos.

- **Sensor PWR.**

Para a obtenção da indutância e da capacitância do sensor PWR bifilar planar, foram testadas as formulações apresentadas no capítulo sensores planares em tecnologia PCI, e posteriormente comparados os valores teóricos e práticos. Lembrando que, o sensor não foi simulado devido às limitações do *software* utilizado.

O cálculo da indutância utilizou a equação denominada fórmula modificada de Wheeler dada pela expressão (33) e o *software* Excel para a realização dos cálculos. A expressão (33) é usada para determinar a indutância de bobinas monofilares.

No *software*, foram setados os parâmetros K_1 , K_2 que são coeficientes para o formato geométrico quadrado obtido na tabela 1, o μ_0 corresponde à permeabilidade do vácuo que vale $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m e n corresponde ao número de voltas que vale 8,5.

Além disso, foi atribuído o valor d_{out} igual a 38,0 mm e d_{in} igual a 6,0 mm, para o cálculo dos parâmetros diâmetro médio d_{avg} e razão de preenchimento ρ que utilizam as expressões (29) e (32), respectivamente. Estes valores foram substituídos na equação (33), obtendo os resultados da tabela 8.

O valor da indutância medido foi obtido pelo Analisador de Impedância modelo 4294A da Agilent. Para isso, os dois pontos que correspondem aos terminais de uma das bobinas, que formam o sensor PWR foram ligados no Analisador para realização da medição. Este processo foi repetido para 9 bobinas diferentes para se obter uma resposta confiável, seus valores foram anotados e por fim, determinou-se o valor médio medido, cujo valor está representado na tabela 8.

Tabela 8 - Valor da indutância monofilar teórico e medida pelo analisador 4294A.

| teórico | medido |
|-----------------------|---|
| LAB (μH) | LAB (μH) = LCD (μH) |
| 1,5579 | 1,7592 \pm 0,00948 |

Fonte: Autoria própria.

A diferença presente entre o valor de indutância teórico e o medido pode ser ao fato de haver dois pequenos fios interligando o sensor PWR ao Analisador de Impedância, fazendo com que haja um aumento na indutância medida em relação ao valor calculado.

Além dos valores de indutância obtidos para uma bobina monofilar somente, foi medida e calculada a indutância total do sensor PWR bifilar planar. Para a obtenção do valor medido, o terminal de uma bobina foi interligado no terminal da outra bobina presente no sensor com um *jumper* e com o Analisador de Impedância realizou a medição nos terminais que sobraram. Assim como ocorreu para a medição monofilar, este processo foi repetido para 9 bobinas diferentes para se obter uma resposta confiável, cujos valores foram anotados e por fim, determinou o valor médio medido. O valor está representado na tabela 9.

O valor teórico para obtenção da indutância total foi obtido utilizando as equações (41) que fornece o cálculo da indutância mútua, (42) que será usado para a obtenção da indutância total e a (43) que representa o coeficiente de acoplamento k para transformadores superpostos. Como no sensor PWR bifilar planar as duas bobinas estão no mesmo plano, o valor de k é igual a 0,9. Além disso, utilizou-se o valor de indutância monofilar teórico presente na tabela 10. Realizando os cálculos, obteve-se o valor presente na tabela 9.

Tabela 9 - Valor da indutância total do sensor PWR teórico e medido.

| teórico | medido |
|-------------------------------|-------------------------------|
| L_{total} (μH) | L_{total} (μH) |
| 5,9204 | $6,3602 \pm 0,0196$ |

Fonte: Autoria própria.

A diferença presente nos valores da tabela 9, assim como ocorreu nos apresentados na tabela 8, pode ser explicada pelo uso de fios para poder interligar o sensor PWR ao Analisador de Impedância.

Para a determinação da capacitância entre as bobinas presentes no sensor PWR bifilar foi utilizada a equação (46) que fornece o valor de capacitância mútua e o *software* Excel para a realização dos cálculos. No Excel, foram setados os parâmetros l que corresponde ao comprimento mais externo de uma das bobinas que formam o sensor PWR bifilar e cujo valor é 38,0 mm, o parâmetro s corresponde ao espaçamento que há entre os fios e possui valor 0,5 mm e o parâmetro w que corresponde à espessura dos fios e possui valor

0,5 mm. O parâmetro N corresponde ao número total de voltas presente no sensor PWR bifilar com valor igual a 17.

O valor C_0 que corresponde à capacitância por unidade de comprimento foi calculado utilizando as expressões (39) e (40), que utilizou os parâmetros geométricos do sensor PWR para determinar os valores da integral elíptica completa de primeiro tipo necessária para determinar o valor C_0 . Estes valores foram substituídos na equação (46), obtendo o valor presente na tabela 10.

O valor de capacitância medido foi obtido pelo Analisador de Impedância da Agilent 4294A. Para isso, dois pontos que correspondem aos terminais das bobinas que formam o sensor PWR foram ligados no Analisador, este processo foi repetido para 9 bobinas diferentes, seus valores foram anotados e por fim, determinou o valor médio medido, obtendo o valor medido presente na tabela 10.

Tabela 10 - Valor da capacitância do sensor PWR teórico e medido.

| teórico | medido |
|----------|-----------------|
| CAD (pF) | CAD (pF) |
| 43,6758 | 42,0645 ± 0,547 |

Fonte: Autoria própria.

A diferença, presente nos valores da tabela 10 apresentou pequeno erro devido ao fato de que a expressão 46 considera somente os parâmetros geométricos da bobina e não o meio.

4.2 Experimentos realizados e dados obtidos com os sensores fabricados

Para o desenvolvimento dos sensores, foram realizados alguns experimentos para testá-los e verificar as suas funcionalidades.

Os experimentos realizados com o sensor capacitivo diferencial planar consistiram de duas etapas: a primeira realizou-se testes com as possíveis técnicas de instrumentação que podem ser utilizadas (apêndice B) e na segunda etapa, consistiu-se em testar o sensor utilizando duto hidráulico preenchido com água e uma estrutura desenvolvida

que simula uma parede que contém dutos hidráulicos, para verificar o comportamento do sinal.

O experimento realizado com o sensor PWR consistiu em verificar o comportamento da frequência de ressonância conforme a variação de umidade presente em peças de madeira. Para isto, foram montadas estruturas no qual o sensor PWR, como visto na figura 39, ficou encaixado entre duas peças de madeira, formando um “sanduíche” para evitar a presença do ar e outros meios que possam interferir nas medições.

- **Sensor Capacitivo Diferencial Planar.**

O sensor capacitivo diferencial desenvolvido utilizou a técnica de instrumentação denominada *carrier amplifier* (apêndice B), que se baseia na modulação e demodulação do sinal. Um circuito PLL (*phase-locked loop*) também foi testado para observar o seu comportamento ao ter uma capacitância variável. A figura 44 representa o diagrama em blocos do circuito desenvolvido para o PLL.

O diagrama de blocos é formado por um bloco denominado PLL que utiliza o LM565CN para realizar esta função, o bloco amplificador utiliza o TL081CN para produzir os ganhos necessários e por fim, o bloco formado por um circuito RLC que recebe o sinal gerado e realimenta o circuito do PLL, circuito este que trabalha na frequência de ressonância.

O capacitor variável utilizado consiste em mudar o sinal produzido no oscilador controlável (VCO). Na figura 45, obtida com o osciloscópio TDS-1001-EDU da Tektronix, observa-se o momento da captura do sinal no qual o VCO buscou e encontrou uma frequência e uma fase na qual ficou travada com o sinal que estava livre, a partir deste momento qualquer variação de fase à esquerda e ou à direita provocadas pelo capacitor variável será percebida.

Um experimento realizado para testar o PLL, corresponde em verificar em qual faixa de frequências o sistema travado irá trabalhar ao variar o capacitor variável (figura 46). Na figura 46, a menor capacitância igual a 18,5 pF e a maior a 420,1 pF, corresponde ao range de capacitâncias que o capacitor variável fornece.

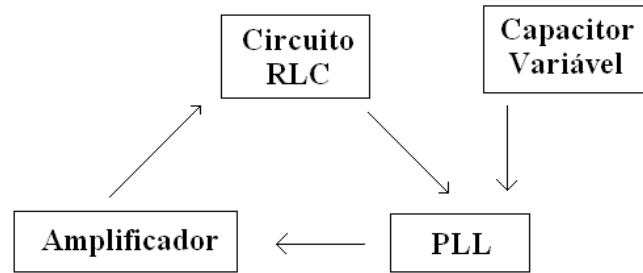


Figura 44 - Diagrama em blocos do PLL testado.

Fonte: Autoria própria.

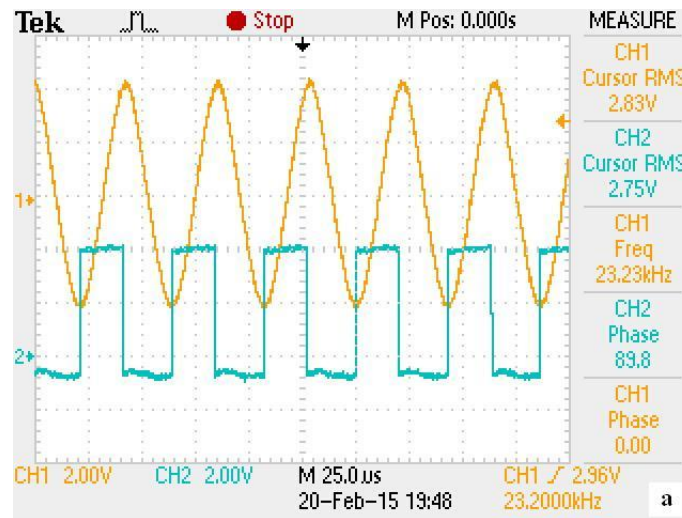


Figura 45 - Captura do sinal.

Fonte: Autoria própria.

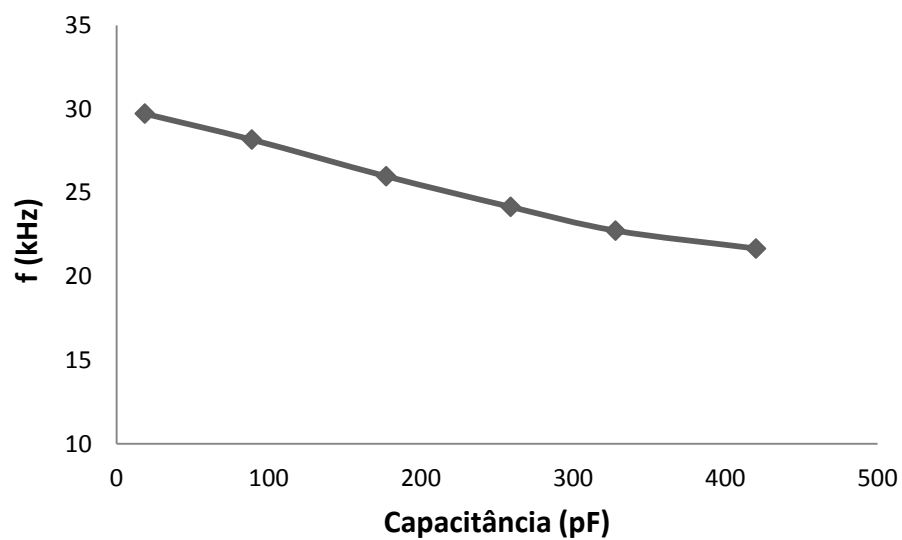


Figura 46 – Faixa de frequências que o PLL testado trabalha.

Fonte: Autoria própria.

Como informado, o sensor capacitivo diferencial planar desenvolvido utilizou a técnica de instrumentação denominada *carrier amplifier*, que consiste da junção de vários blocos que realizam tarefas como modulação, amplificação, demodulação e filtragem de um sinal. Na figura 47, está representada a PCI desenvolvida com esta instrumentação para o sensor capacitivo diferencial.

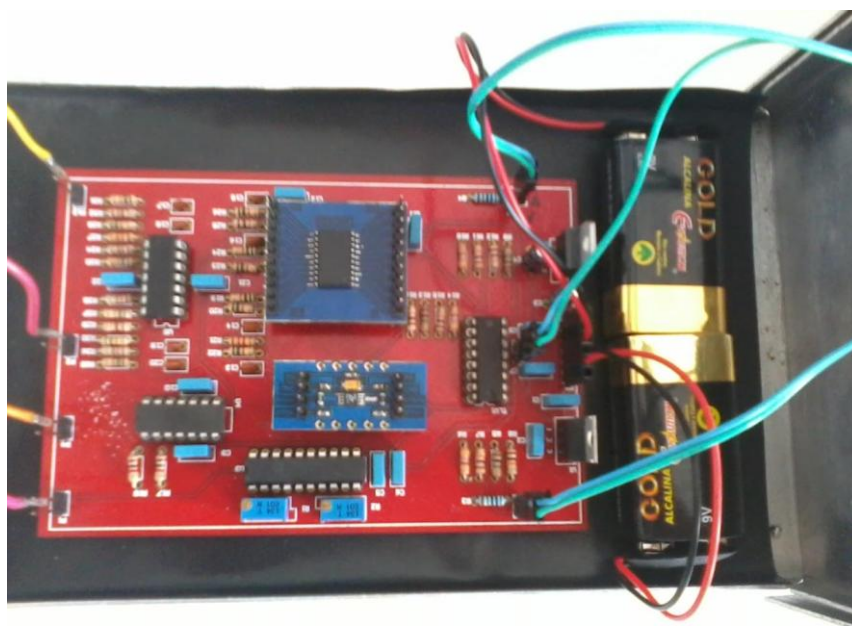


Figura 47 - PCI da instrumentação do sensor capacitivo diferencial.

Fonte: Autoria própria.

A instrumentação desenvolvida para o sensor capacitivo diferencial, é alimentada por baterias de 9 V com reguladores do tipo LM7805 e LM7905 para produzir uma tensão simétrica de +5 V e -5 V, respectivamente.

O bloco modulação consiste na produção do sinal que será enviado para a entrada do sensor. Possui duas entradas para sinais, uma modulante senoidal de 10 kHz e uma portadora quadrada de 200 kHz (figura 48), produzidas por dois geradores de sinais da Agilent 33220A e vistas no osciloscópio TDS-1001-EDU. Estes sinais são aplicados na entrada do componente AD630KN que realiza a modulação e produz um sinal modulado (figura 49) que apresenta um espectro do tipo AM-DSBSC (figura 50).

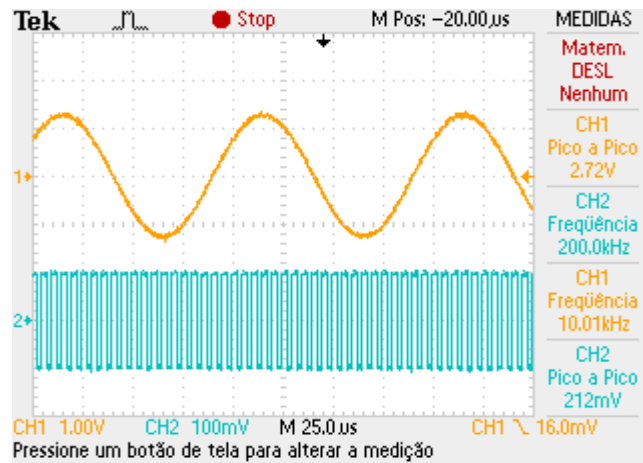


Figura 48 - Sinais da modulante e da portadora.

Fonte: Autoria própria.

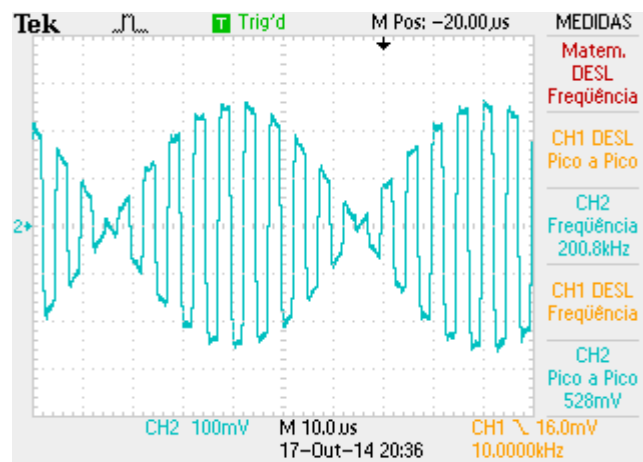


Figura 49 - Sinal modulado na saída do AD630KN.

Fonte: Autoria própria.

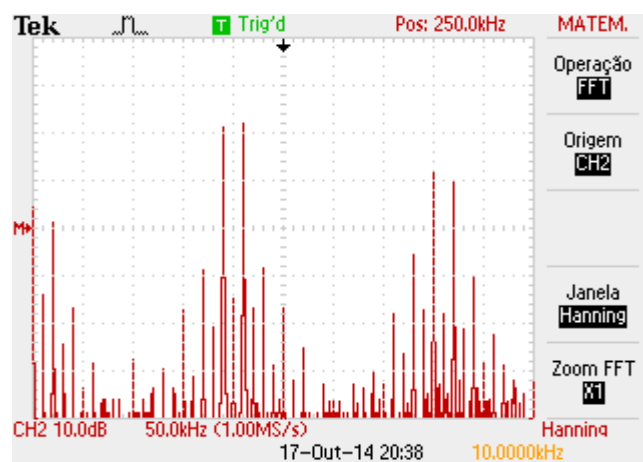


Figura 50 - Espectro do tipo AM-DSBSC do sinal modulado.

Fonte: Autoria própria.

O sinal modulado é aplicado na entrada do bloco amplificação, que corresponde o eletrodo central do sensor. O sensor capacitivo diferencial consiste de um circuito em ponte junto com os *driven shields* que utilizam o amplificador TLV2375 para funcionar como um *buffer*/seguidor de tensão, dos eletrodos laterais saem dois sinais que são aplicados na entrada do LTC1992 que consiste de um amplificador de entrada e saída diferencial e o sinal de saída do LTC é amplificado usando um TL084 (figura 51). Este sinal apresenta um alto ruído, devido ao uso de componentes eletrônicos. O sinal da figura 51 e o sinal da portadora quadrada de 200 kHz são aplicados na entrada do bloco demodulação que consiste do uso de um componente AD630KN. Este componente realiza a demodulação produzindo um sinal demodulado (figura 52).

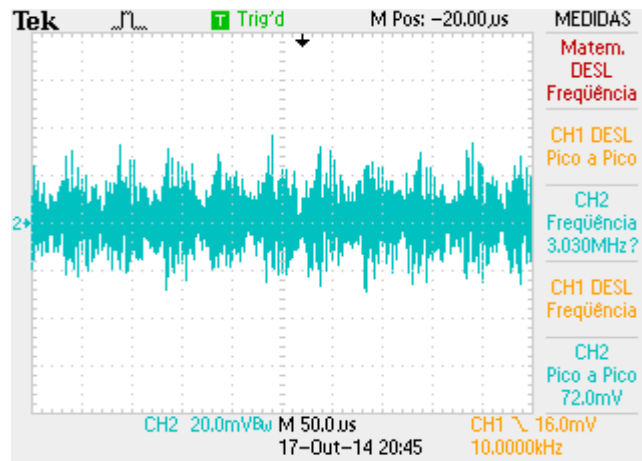


Figura 51 - Sinal diferencial com ganho.

Fonte: Autoria própria.

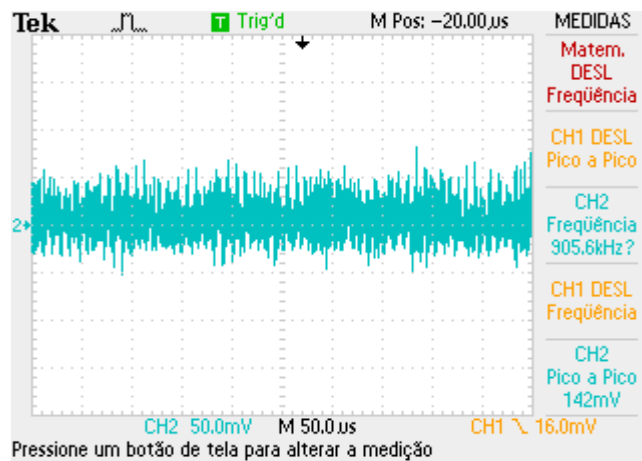


Figura 52 - Sinal demodulado na saída do AD630KN.

Fonte: Autoria própria.

O sinal mostrado na figura 52 consiste da combinação de várias frequências múltiplas da frequência da portadora. Este sinal é aplicado na entrada do bloco filtragem, que consiste de um filtro passa-faixa em torno da frequência de 10 kHz, formado pela interligação de um filtro passa-baixa Butterworth de 4ª ordem com um filtro passa-alta Butterworth de 4ª ordem. O filtro passa-faixa foi projetado para apresentar frequências de corte próximas à desejada, obtendo com isso o sinal recuperado (figura 53) e seu respectivo espectro (figura 54) com frequência igual a da modulante.

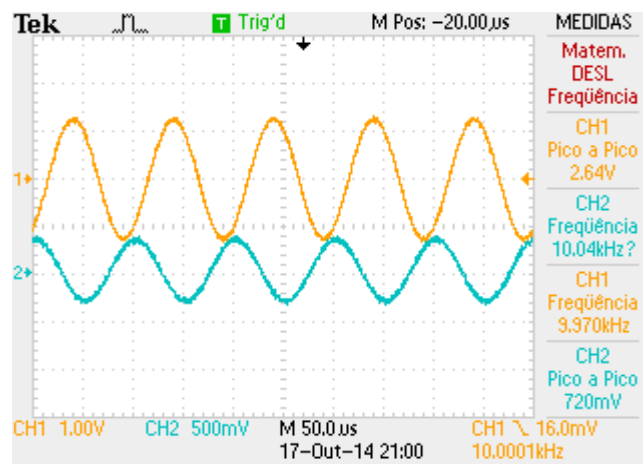


Figura 53 - Sinal recuperado na saída do filtro.

Fonte: Autoria própria.

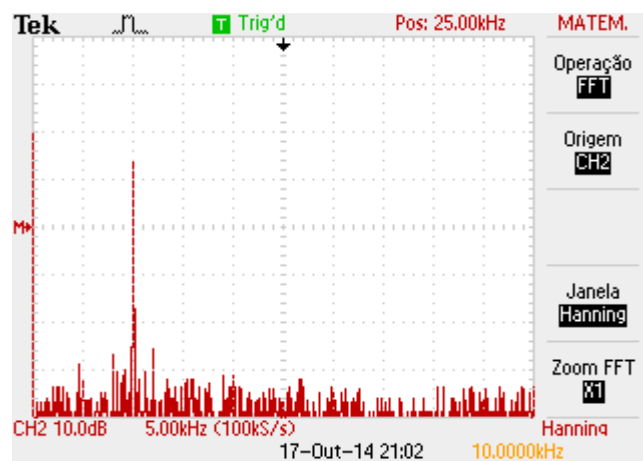


Figura 54 - Espectro do sinal recuperado.

Fonte: Autoria própria.

Além disso, como o sensor é formado por eletrodos (figura 27), conforme um objeto aproxima de um dos pares de eletrodos que formam o sensor, a amplitude do sinal

recuperado pode diminuir (figura 55) ou aumentar (figura 56) devido à aproximação deste objeto do par de eletrodos que esta sendo sensibilizado.

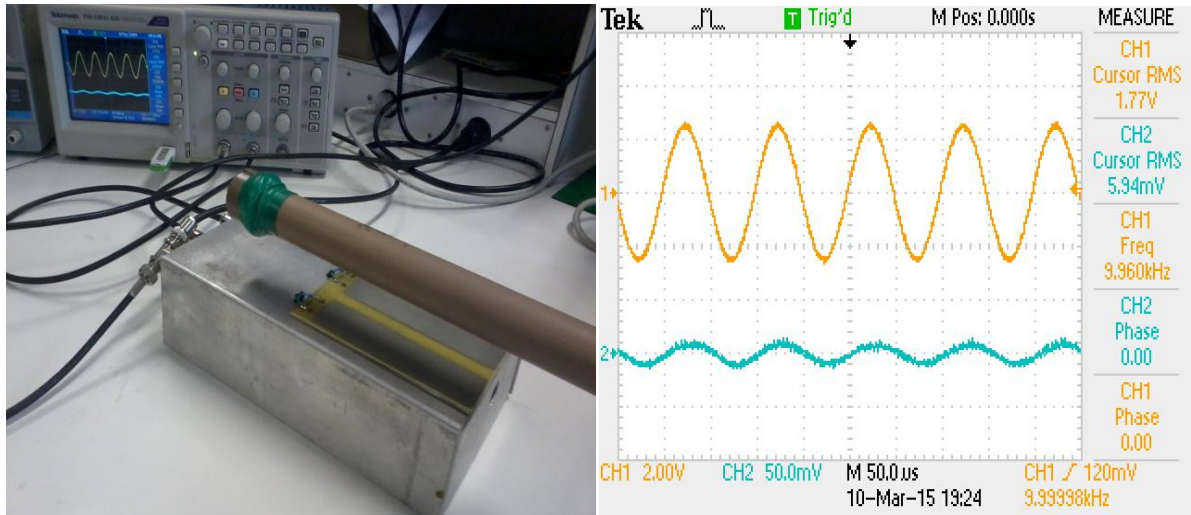


Figura 55 - Objeto aproximando do par de eletrodos 1 e 2 que diminui a amplitude de tensão do sinal recuperado.

Fonte: Autoria própria.

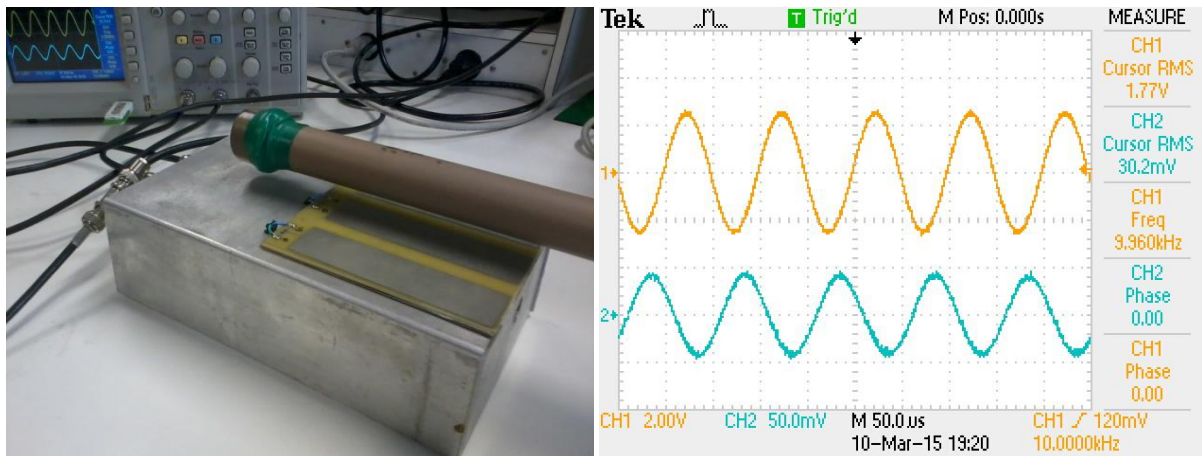


Figura 56 – Objeto aproximando do par de eletrodos 2 e 3 que aumenta a amplitude de tensão do sinal recuperado.

Fonte: Autoria própria.

O sensor capacitivo diferencial desenvolvido foi testado numa estrutura que simula uma parede com a presença de dutos hidráulicos. Esta estrutura é formada por tijolo, argamassa, canos de PVC, torneiras para esvaziar a água presente nos dutos (figura 57) e com a presença de um duto hidráulico somente (figura 58).

Os dados capturados foram obtidos utilizando o SR850, que consiste de um amplificador *lock-in* que tem como função realizar medições precisas de pequenos sinais, utilizando uma técnica denominada detecção sensíveis à fase, mesmo que o sinal esteja obscurecido por fontes de ruídos milhares de vez maior. Com a técnica de detecção sensível a fase, o SR850 consegue destacar um componente do sinal desejado presente num sinal que possua uma frequência e fase de referência específica. Com isso, os sinais de ruído em frequências diferentes ao da referência são rejeitados e não afetam a medição.



Figura 57 - Estrutura de simulação de parede.

Fonte: Autoria própria.

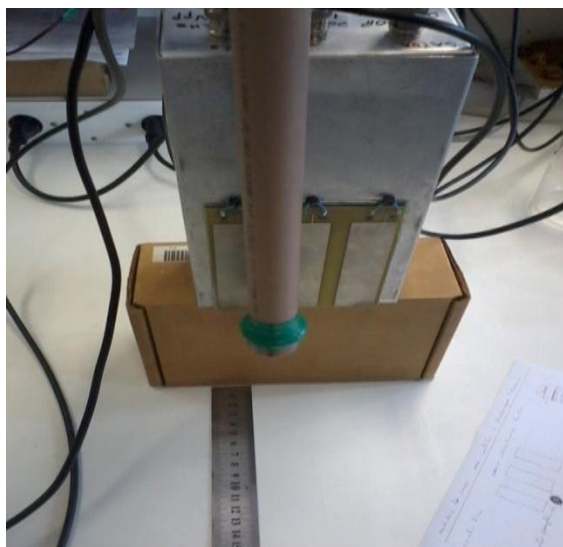


Figura 58 - Presença de duto hidráulico em frente ao sensor.

Fonte: Autoria própria.

Antes de se obter os dados com os sensores, o SR850 foi testado para verificar a sua precisão, utilizado um dispositivo sob teste (DUT), cujo circuito e equipamento montado esta representado na figura 59. O DUT é formado por um circuito composto de três resistores em série, sendo dois de 1 M Ω e outro de 10 ohm, no qual na entrada foi aplicado um sinal senoidal de 2,5 Vpp e frequência 10 kHz que possui um valor RMS de aproximadamente 882 mV.

O circuito desenvolvido foi colocado numa caixa metálica para proteger contra interferências eletromagnéticas e que se encontra aterrada e o ponto de medição foi realizado no resistor de 10 ohm. Com um cálculo simples, o valor de tensão teórico obtido no resistor de 10 ohm é aproximadamente 4,410 μ Vrms.

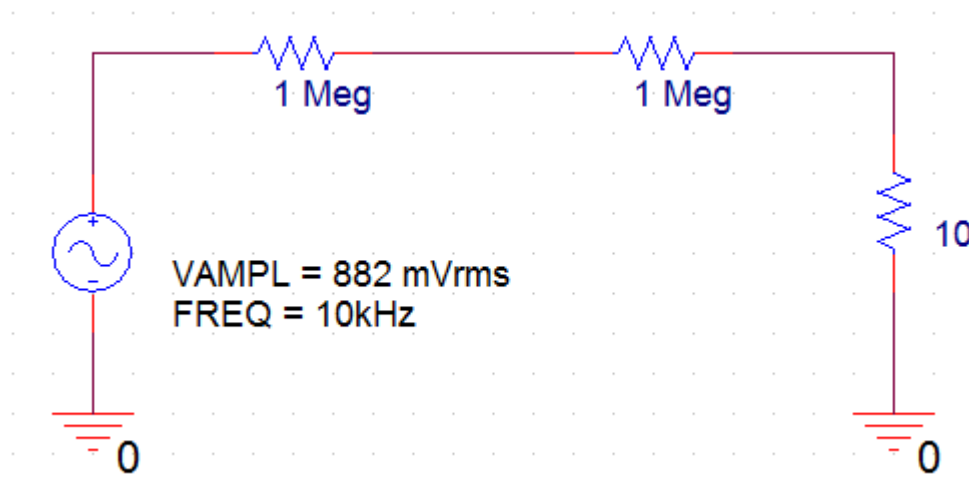


Figura 59 – Circuito e equipamento DUT para teste do SR850.

Fonte: Autoria própria.

Outra característica do SR850 é que suas saídas apresentam um ganho de 10, ou seja, todas as suas saídas apresentam valores dez vezes maiores que o real e são sempre dados em tensão RMS. Logo, para testar o equipamento, o sinal de 2,5 Vpp foi aplicado na entrada do DUT e no ponto de referência externa do SR850, a saída do DUT foi aplicada na entrada de sinal presente no equipamento, realizando alguns ajustes necessários para a leitura correta do sinal como a determinação do *offset*, da sensibilidade e expansão obtém o valor do sinal (figura 60) igual a 4,370 μVrms no SR850, valor este muito próximo do valor teórico de 4,410 μVrms , mostrando que o equipamento pode ser utilizado para medir sinais muito pequenos.



Figura 60 - Valor obtido para o DUT usando o SR850.

Fonte: Autoria própria.

Após o teste realizado com o DUT, utilizou-se o SR850 para testar o sensor capacitivo diferencial desenvolvido. Entretanto, antes de obter os dados, foi configurado o *lock-in* para receber os sinais de referência necessários para a leitura do sensor. O primeiro corresponde ao sinal modulante, no qual foi interligado no ponto de referência externa do SR850. O segundo corresponde ao sinal recuperado presente na saída do sensor que foi interligado no ponto de entrada de sinal externo. Além disso, algumas configurações básicas no SR850 como as realizadas para o DUT foram necessárias.

Após as configurações do equipamento de medição, foi realizado três experimentos para verificar o funcionamento do sensor capacitivo diferencial.

O primeiro e o terceiro experimento utilizaram um duto hidráulico preenchido com água, como visto na figura 58. O primeiro experimento consiste em verificar o

comportamento da tensão RMS do sinal produzido ao variar a capacitância entre dois eletrodos. O terceiro experimento consiste em analisar o comportamento da intensidade de tensão RMS do sinal conforme ocorre deslocamento do duto hidráulico paralelamente ao sensor.

O segundo experimento utilizou a estrutura vista na figura 57, para verificar a distância máxima que o sensor consegue detectar a presença de dutos hidráulicos preenchidos com água dentro de uma parede.

Os três experimentos consistem no deslocamento na direção $+Z$, ou seja, tanto o duto hidráulico com água como a estrutura desenvolvida se afastando do sensor e no deslocamento na direção $-X$ a $+X$, conforme figura 61.

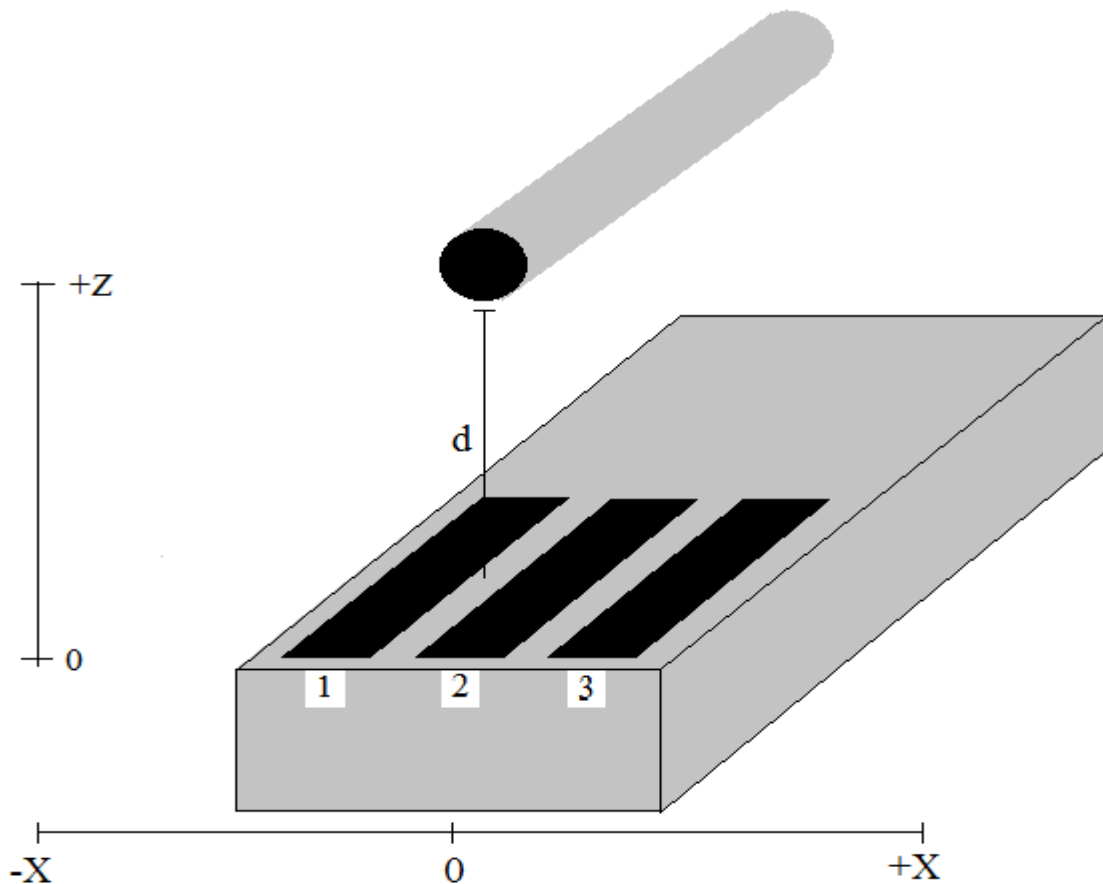


Figura 61 - Deslocamentos perpendicular e paralelo ao sensor.

Fonte: Autoria própria.

O primeiro experimento consistiu em variar a distância d em centímetros entre o sensor e um duto hidráulico com água (figura 58), em que ele se encontra fixo entre o par de eletrodos 1 e 2, conforme figura 61.

O par de eletrodos 1 e 2 que foi escolhido para a realização do experimento, provoca a diminuição da amplitude do sinal recuperado, logo quanto mais próximo o objeto do sensor, menor a tensão RMS do sinal recuperado medido entre os eletrodos 1 e 3. Com a utilização do SR850 foi obtida a tabela 11 e sua representação gráfica (figura 62), que mostra a tensão RMS do sinal produzido, representado por V_{13} .

Tabela 11 - Tensão RMS obtida do sinal com o SR850 com a presença de um duto hidráulico.

| d (cm) | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|------------------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| V_{13} (mVrms) | 9,399 | 11,566 | 11,936 | 13,811 | 13,735 | 14,072 | 14,294 | 14,419 | 14,482 |

Fonte: Autoria própria.

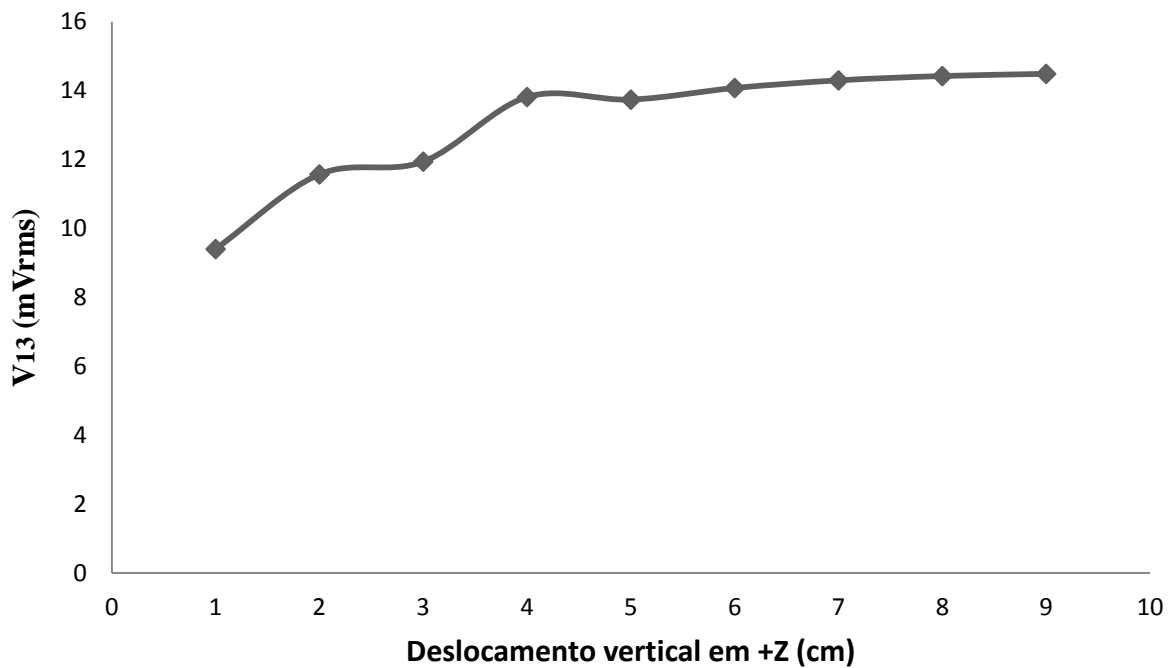


Figura 62 - Tensão do sinal recuperado com o deslocamento do duto hidráulico.

Fonte: Autoria própria.

Na figura 62, verifica-se que conforme a distância aumenta entre o sensor e o duto com água a variação de tensão RMS do sinal aumenta. Ou seja, o corpo ao afastar, sensibiliza menos este par de eletrodos no qual esta sendo aplicado.

O segundo experimento, utilizou a estrutura de tijolo desenvolvida (figura 57), mas diferente do primeiro experimento no qual apenas um par de eletrodos era afetado, neste experimento os dois pares são sensibilizados, devido ao tamanho da estrutura em comparação

com o sensor. Neste experimento o duto hidráulico central presente na estrutura que se encontra mais próximo do sensor foi preenchido com água e após isto, foi posicionado ao lado do sensor, tomando o cuidado de fixar o duto preenchido com água da estrutura entre o par de eletrodos 1 e 2, conforme figura 61.

Como os dois pares de eletrodos do sensor diferencial estão sendo afetados, um tende a diminuir e outro a aumentar a amplitude do sinal recuperado, entretanto conforme a distância d entre o sensor e a estrutura aumenta, a intensidade do sinal vai aumentando até um ponto no qual a estrutura começa a afetar menos o sensor, como visto na tabela 12 e na sua representação gráfica (figura 63).

A partir deste ponto, qualquer aumento na distância, faz com que a intensidade do sinal diminua até o nível de equilíbrio. Ou seja, no ponto no qual a intensidade do sinal é maior, corresponde a distância máxima que um duto hidráulico preenchido com água pode ser detectado, que corresponde a cerca de 8 centímetros.

Tabela 12 - Tensão RMS obtida do sinal com o SR850 na presença da estrutura.

| d (cm) | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 12 | 15 |
|------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| V_{13} (mVrms) | 16,384 | 18,234 | 18,749 | 18,993 | 19,037 | 19,104 | 18,181 | 18,169 | 17,954 | 17,986 |

Fonte: Autoria própria.

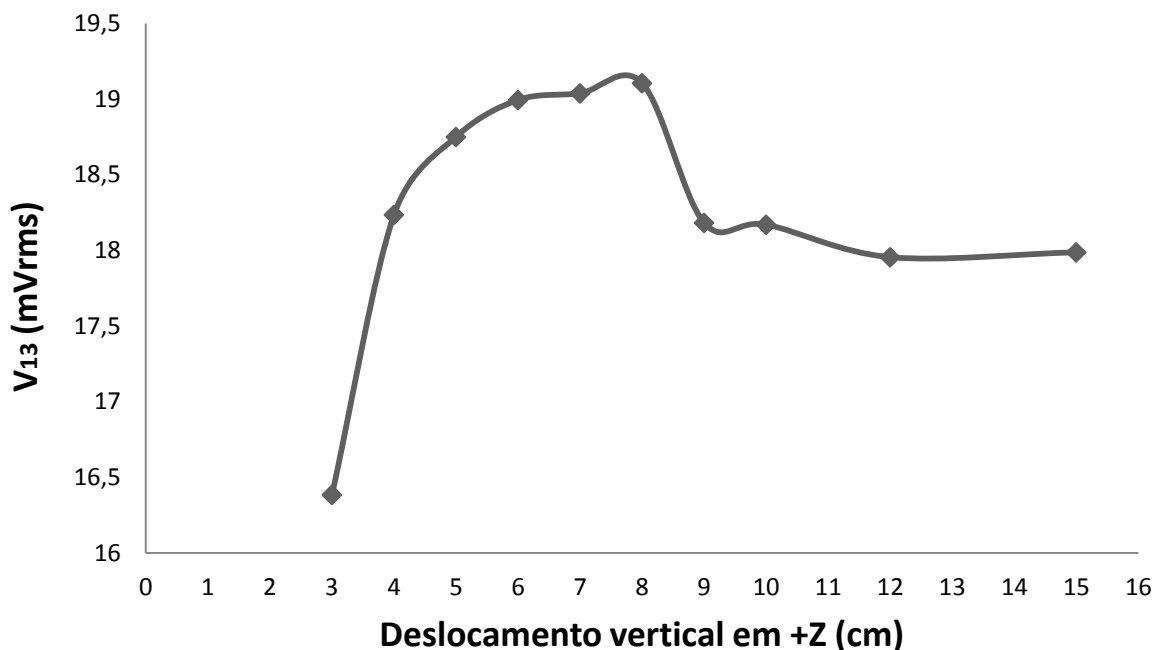


Figura 63 - Tensão do sinal recuperado com o deslocamento da estrutura.

Fonte: Autoria própria.

O terceiro experimento, assim como o primeiro, utilizou o duto hidráulico. Entretanto, neste experimento a distância d ficou fixa entre o sensor e a duto e igual a 2 centímetros e realizou o deslocamento do duto paralelamente ao sensor na direção de $-X$ a $+X$, como visto na figura 64.

A distância X corresponde ao comprimento entre o centro do eletrodo central e o centro do duto preenchido com água, assim conforme o seu deslocamento da esquerda para a direita e utilizando o SR850, obtém-se os dados da tabela 13 e na sua representação gráfica (figura 65).

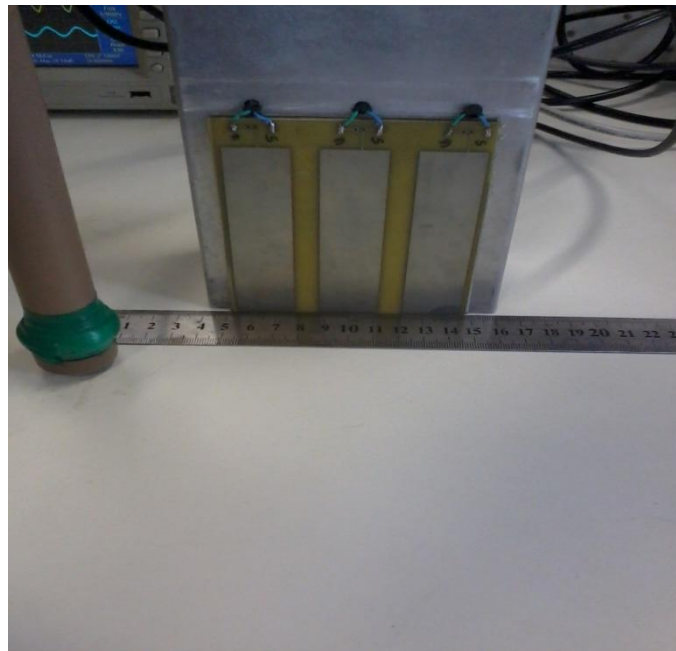


Figura 64 - Deslocamento paralelo ao sensor diferencial.

Fonte: Autoria própria.

Tabela 13 - Tensão RMS com o deslocamento paralelo obtida com o SR850.

| x(cm) | -10 | -8 | -6 | -4 | -2 | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 |
|----------------------|------|------|------|------|------|------|----|------|----|------|------|
| V ₁₃ (mV) | 12,9 | 12,6 | 11,2 | 7,36 | 5,64 | 12,8 | 21 | 19,7 | 15 | 13,6 | 12,5 |

Fonte: Autoria própria.

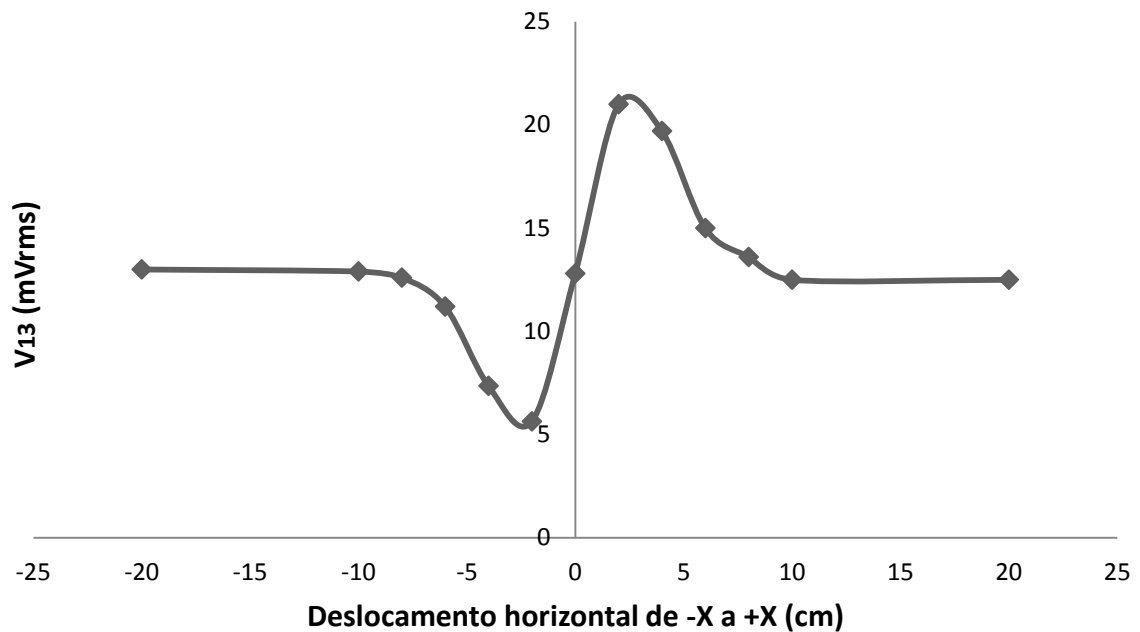


Figura 65 - Tensão do sinal recuperado com o deslocamento da estrutura na direção X.

Fonte: Autoria própria.

Da figura 65, verifica-se o comportamento da tensão RMS do sinal recuperado conforme o deslocamento da estrutura em relação ao sensor. Os pontos -10 e 10 são os pontos no qual o duto hidráulico está na iminência de afetar o sensor. Conforme o deslocamento vai ocorrendo, os pares de eletrodos começam a serem sensibilizados. Nos pontos -6 e 6 somente um par de eletrodos está sendo afetado pela estrutura e na faixa de -4 a 4, os dois pares estão sendo sensibilizados.

Da tabela 13, obtém-se que na faixa de -6 a 6 indica o local da presença de um duto hidráulico preenchido com água, pois se o duto estiver posicionado entre -6 e 0, a intensidade do sinal apresentará valores mais baixos e entre 0 e 6, apresenta valores mais altos, com isso consegue determinar com certa precisão o local onde se encontra o cano.

Além destes experimentos que foram realizados para verificar o comportamento do sensor na presença de um objeto, foi realizada a verificação visual da correlação de ruído presente no bloco amplificação do sensor diferencial, ou mais precisamente nos pontos que correspondem à saída dos eletrodos.

A verificação visual da correlação de ruído é uma técnica auxiliar utilizada na investigação de ruído. Na qual não é necessária aplicação de rotinas numéricas ou correlação cruzada. Para isto, é utilizado como instrumentação um amplificador para proporcionar

ganhos adequados aos níveis de ruído e um osciloscópio operando no modo XY, no qual cada canal recebe o ruído amplificado correspondente.

A expressão (48) mostra o cálculo da correlação em uma base aproximada. Esta expressão foi obtida com base numa elipsóide de contorno com semi-eixos a e b (figura 66) produzida pela combinação de dois ruídos visualizados simultaneamente na tela do osciloscópio. Quando os sinais não são correlatos, ($a = b$) a correlação vale zero (CASTALDO, 2005).

$$C = \cos \left[\arcsen \left(\frac{2\sqrt{2} \cdot a \cdot b}{H \cdot \sqrt{a^2 + b^2}} \right) \right] \quad (48)$$

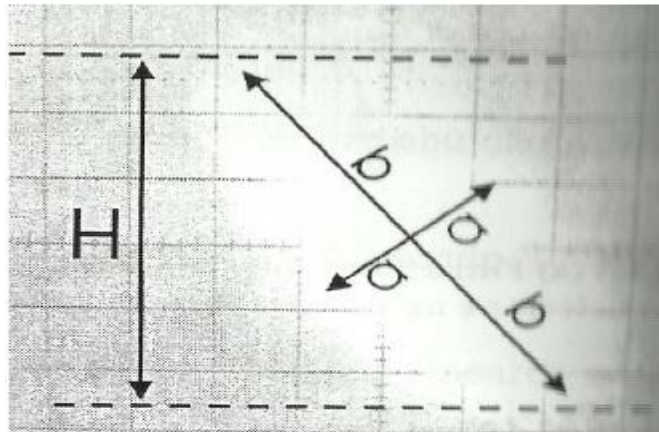


Figura 66 - Correlação Visual.

Fonte: CASTALDO, 2005.

Na figura (66) está sendo representada uma correlação negativa, o que indica que o ruído presente nos sinais não está em fase. Para a realização da correlação, os sinais que saem dos eletrodos laterais do sensor diferencial, são ligados aos canais X e Y do osciloscópio TDS-1001-EDU, obtendo-se uma imagem (figura 67) que indica se há ou não correlação.

Na figura 67, obtém-se a igual a 30 e b igual a 40 em comparação com a figura 66 e com a escala de divisão utilizada. Aplicando a expressão (48) e o *software* Excel para realizar os cálculos, obtém-se uma correlação positiva de valor 0,28, mostrando que o ruído presente está em fase nos dois pontos verificados.

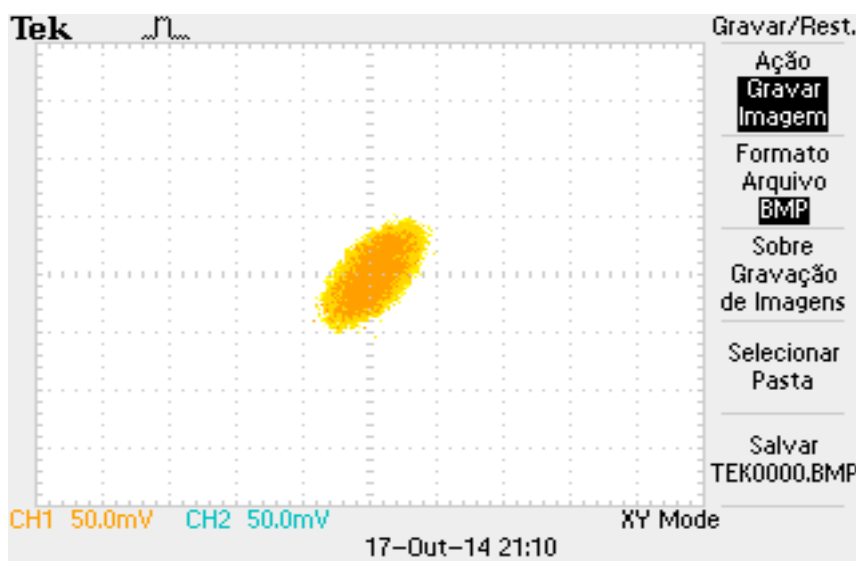


Figura 67 - Correlação visual dos sinais de saída dos eletrodos.

Fonte: Autoria própria.

- **Sensor PWR**

O sensor PWR, mostrado na figura 39, é formado por vários materiais que interferem na capacitância total, como o substrato, o meio e a camada de proteção. Pichorim, Laskoski e Marcis (2012) apresentam uma expressão para a capacitância total, na qual é formada pela combinação da capacitância do meio, da capacitância da camada de proteção e da capacitância do substrato. Nesta expressão, a capacitância do meio varia conforme a mudança da umidade presente nas madeiras testadas, fazendo com que a capacitância total também mude. Com isso, a umidade presente nas madeiras modifica a capacitância do meio, podendo ser medida em função da frequência de ressonância (f_0).

O sensor PWR desenvolvido foi testado com 4 tipos diferentes de madeiras, o Cedro, o Pinus, o Cambará e a Cabriúva (figura 68), que são madeiras bastante utilizadas industrialmente para construção de portas, forros, andaimes, tacos de madeira para pisos. No qual o Cedro e o Pinus são consideradas madeiras leves, pois possuem densidade aproximada de $0,5 \text{ g/cm}^3$ e $0,6 \text{ g/cm}^3$, respectivamente. O Cambará é considerada uma madeira moderadamente pesada com densidade de $0,75 \text{ g/cm}^3$ e a Cabriúva é considerada madeira pesada com densidade de $0,99 \text{ g/cm}^3$ (REIS; CERVI; PICHORIM, 2014, p. 198).



Figura 68 - Tipos de madeiras testadas.

Fonte: REIS, CERVI e PICHORIM, 2014, p. 198.

Para a realização do experimento com o sensor PWR, foram adquiridas ripas e serrafos dos quatro tipos de madeira, cortados em paralelogramos de aproximadamente $10 \times 5 \times 2$ cm³ (figura 69), que passaram por processo de secagem a 100°C utilizando um forno, sendo realizadas pesagens intervaladas em todas as amostras, usando uma balança de precisão, até que a massa de cada amostra se mostrasse constante.

Após isto, para as madeiras do tipo Cedro e Pinus foram desenvolvidos conjuntos de quatro “sanduíches” e para as madeiras do tipo Cambará e Cabriúva conjuntos de três “sanduíches” (figura 70).



Figura 69 - Amostras das madeiras utilizadas.

Fonte: REIS, CERVI e PICHORIM, 2014, p. 198.



Figura 70 - Quatro “sanduíches” dos sensores com as amostras das madeiras.

Fonte: REIS, CERVI e PICHORIM, 2014, p. 198.

Com os conjuntos desenvolvidos, foram realizadas dezesseis medições para determinar a frequência de ressonância para cada tipo de madeira utilizada. Para cada medição e conjunto, determinou-se o valor de umidade presente, utilizando o medidor de umidade em madeiras DUC-2050, e tendo o cuidado de trabalhar com valores de umidade até 50%, pois para valores maiores não existe interesse comercial (GALVÃO; JANKOWSKY, 1988).

Na sequência do experimento, realizou-se a medição da frequência de ressonância para cada conjunto de duas maneiras distintas. A primeira utilizou o Analisador de Impedância 4294A e o segundo utilizou o dip-meter LDM-815 que detecta a frequência de ressonância de forma remota, através da absorção de um sinal oscilatório RF que é medido por um ponteiro que sofre deflexão na presença de um circuito ressonante. Entretanto, o LDM-815, utiliza um medidor analógico de baixa precisão e resolução para mostrar o valor da frequência de ressonância, para isso foi necessário utilizar um osciloscópio digital TDS 1001-EDU para obter maior precisão na leitura realizada pelo dip-meter (figura 71).

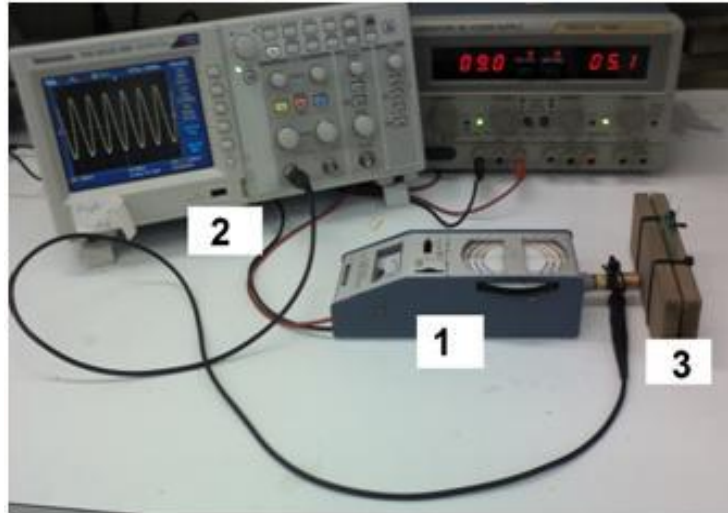


Figura 71 - (1) Dip-meter para analisar a frequência de ressonância de forma remota. (2) Osciloscópio para ter uma maior precisão na medição da ressonância do sensor PWR. (3) Conjunto madeiras e sensor sob medição.

Fonte: REIS, CERVI e PICHORIM, 2014, p. 198.

Com o experimento desenvolvido, foi obtido o comportamento das frequências de ressonância dos conjuntos conforme a umidade presente neles. A figura 72 mostra o comportamento da f_0 para o Cedro, no qual os losangos escuros correspondem à medição direta, realizada pelo Analisador de Impedância 4294A e os quadrados claros correspondem à medição a distância, realizada pelo dip-meter LDM-815, no qual há uma linha de tendência com coeficiente de determinação de 0,915 e uma sensibilidade de 0,2967 MHz/% de umidade obtido através do coeficiente angular da reta de tendência.

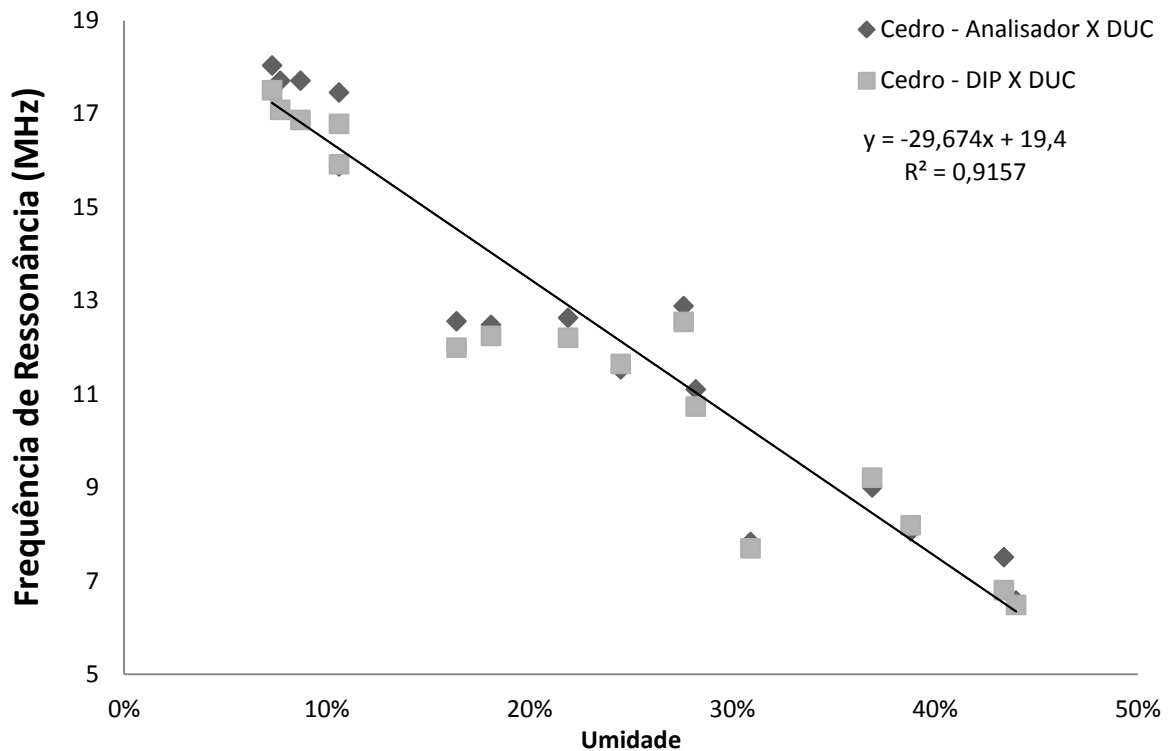


Figura 72 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação à porcentagem de umidade presente no Cedro.

Fonte: Autoria própria.

Na figura 73, tem-se o comportamento da f_0 para o Pinus, no qual os losangos escuros correspondem ao Analisador e os quadrados ao dip-meter, com uma linha de tendência com coeficiente de determinação de 0,532 e sensibilidade de 0,0675 MHz/% de umidade.

A figura 74 mostra a frequência de ressonância para a madeira do tipo Cambará, com uma linha de tendência com coeficiente de determinação de 0,677 e sensibilidade de 0,1390 MHz/% de umidade.

Por fim, na figura 75 estão os dados obtidos com a madeira do tipo Cabriúva, na qual há uma linha de tendência com coeficiente de determinação de 0,667 e uma sensibilidade de 0,2419 MHz/% de umidade.

As linhas de tendência foram obtidas em relação aos dados obtidos com o Analisador de Impedância.

O Analisador e o dip-meter apresentaram uma correlação de 0,9938 entre as leituras da f_0 obtidas por eles, com um erro médio de 3,4% devido à busca ou ajuste manual do ponto de ressonância no dip-meter.

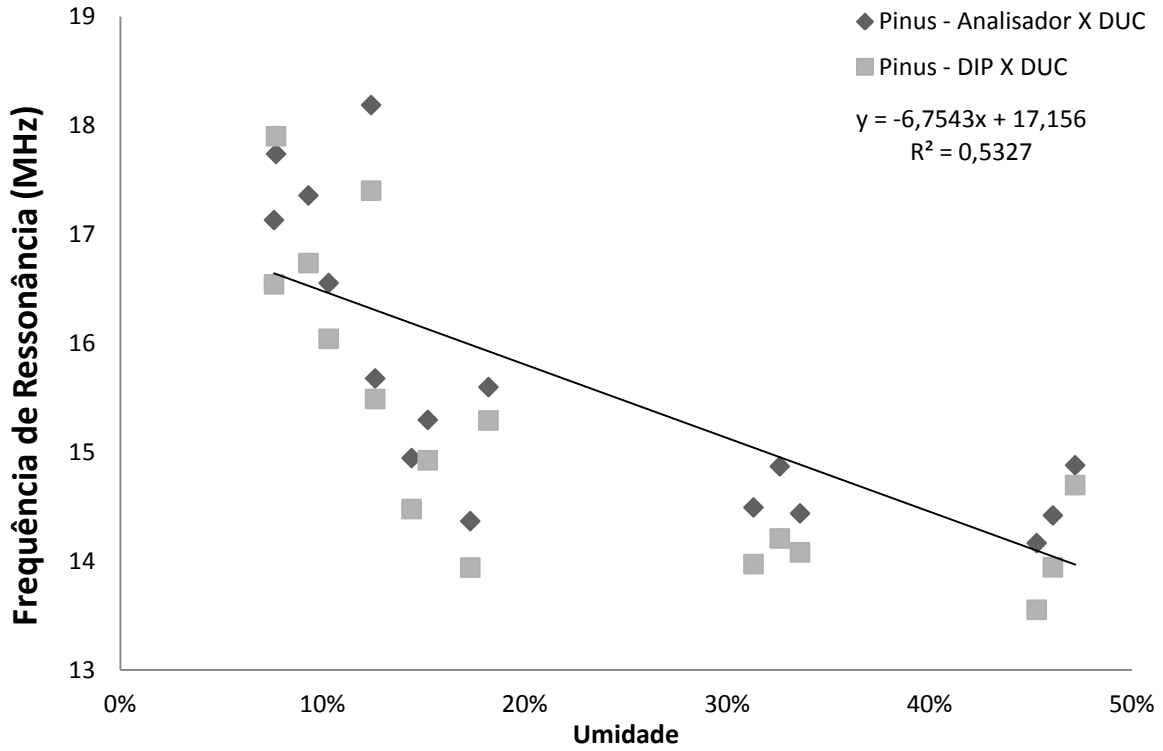


Figura 73 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação a porcentagem de umidade presente no Pinus.

Fonte: Autoria própria.

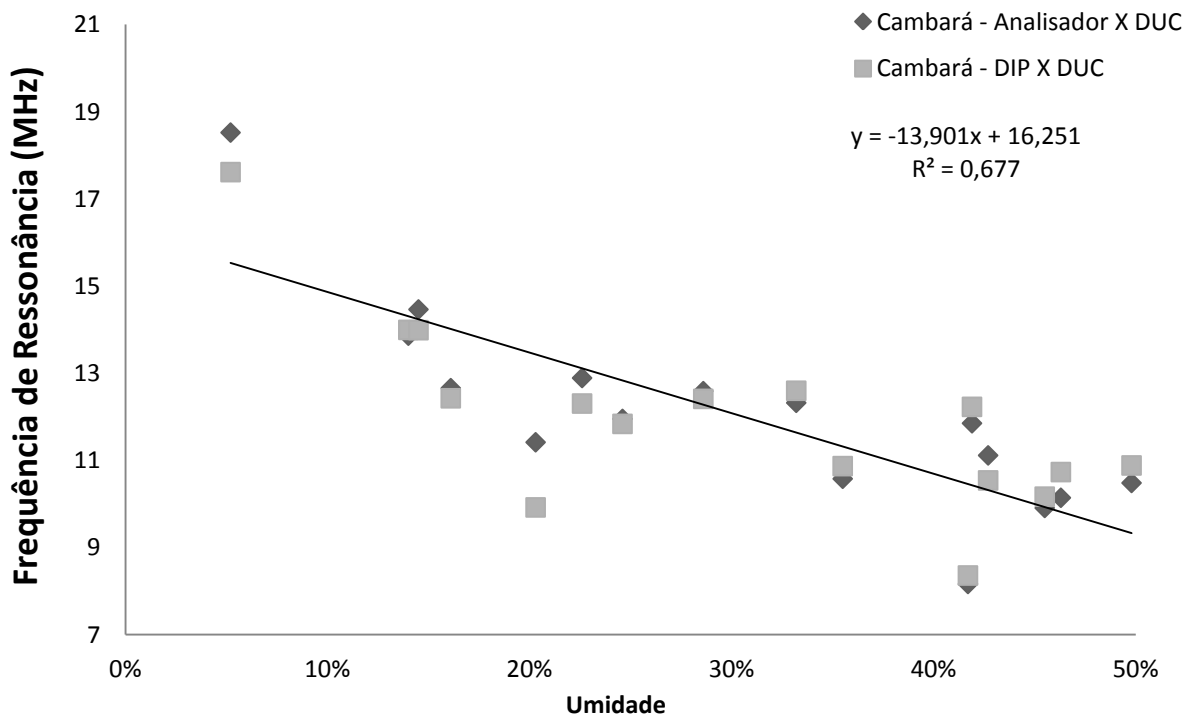


Figura 74 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação a porcentagem de umidade presente no Cambará.

Fonte: Autoria própria.

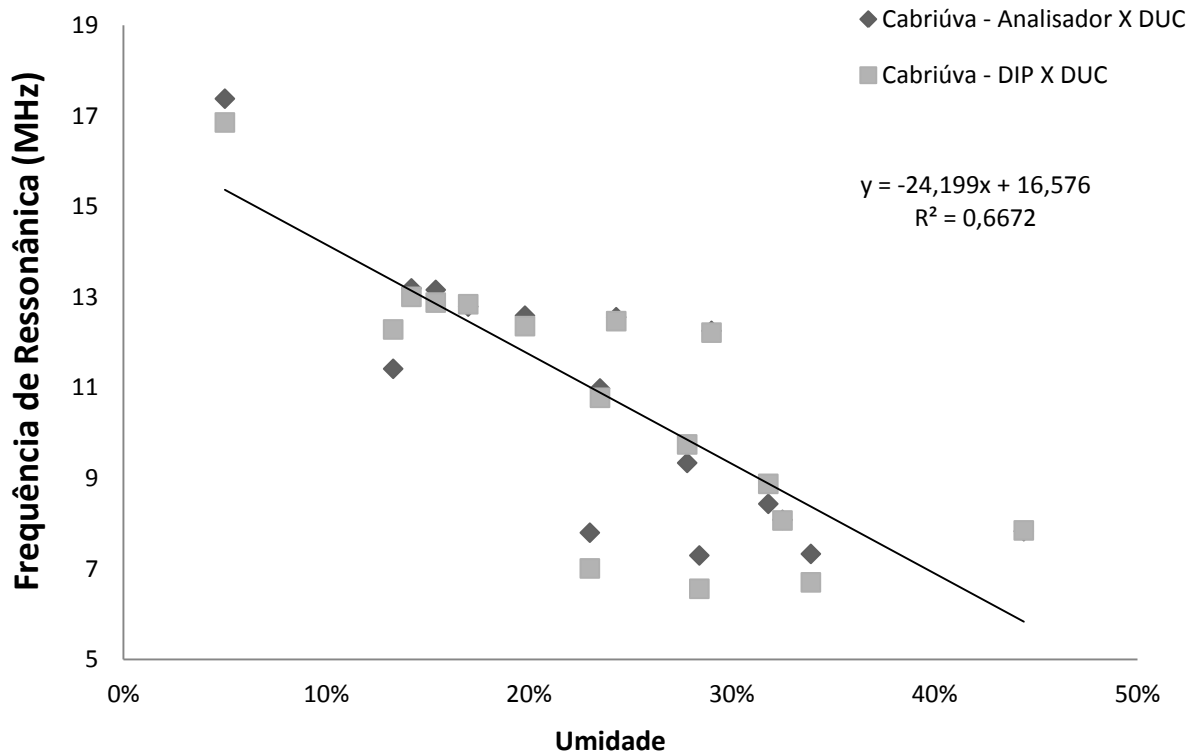


Figura 75 - Frequência de ressonância do sensor PWR em relação a porcentagem de umidade presente na Cabriúva.

Fonte: Autoria própria.

4.3 Conclusão

Neste capítulo, intitulado resultados, foi primeiramente demonstrado os cálculos teóricos para testar as formulações demonstradas no capítulo sensores planares em tecnologia de PCI para ambos os sensores e suas comparações com valores simulados e/ou medidos.

Os valores obtidos para a capacitância para ambos os sensores apresentaram valores semelhantes tanto simulados como medido, mostrando que as simulações e as equações atendem aos sensores. O cálculo para a indutância do sensor PWR apresentou valores maiores para o medido em relação ao teórico, devido ao fato de ter que usar fios para interligar o sensor no equipamento utilizado para analisar o mesmo.

Em seguida, foram demonstrados experimentos e dados obtidos para os sensores. Para o sensor capacitivo diferencial foi mostrado que duas técnicas de

instrumentação poderiam ser utilizadas, o PLL e o *carrier amplifier*. A primeira técnica foi demonstrada através de um diagrama de blocos e de imagens do osciloscópio que mostram as variações na fase provocadas pelo capacitor variável.

A segunda técnica, que foi utilizada para o desenvolvimento do sensor diferencial, foi demonstrada cada bloco que forma o sensor e as estruturas utilizadas para os experimentos realizados, bem como a precisão do SR850 através de um circuito de teste.

Os experimentos realizados com o sensor diferencial foram úteis para mostrar o funcionamento e possíveis aplicações do sensor desenvolvido. No qual o primeiro experimento mostrou o comportamento da variação da capacitância entre dois eletrodos, conforme a tensão varia semelhante à simulação realizada. O segundo experimento mostrou a distância máxima que o sensor começa a ser sensível a presença de um corpo e o terceiro experimento mostrou em que faixas de distância em relação ao eletrodo central, pode haver um corpo devido à intensidade do sinal recuperado.

Os estudos apresentados por Pichorim, Laskoski e Marcis (2012) mostram que o sensor PWR bifilar pode ser utilizado para a monitoração da umidade em madeiras, devido ao fato que a capacitância interna e a *f_o* serem alterados pela presença de umidade na madeira. O sensor desenvolvido pode ser lido à distância através de um enlace indutivo na faixa de rádio frequência (RF) e a sua aplicação em quatro tipos de madeiras diferentes.

A ressonância obtida com o sensor PWR na madeira do tipo Cedro se comportou de forma mais linear e com mais sensibilidade, enquanto as madeiras do tipo Pinus, Cabriúvá e Cambará, apresentaram baixas correlação e sensibilidade. As discontinuidades apresentadas nas medidas para o Pinus na faixa de 10-20%, no Cambará de 10-25% e Cabriúva na de 20-35%, se deve provavelmente ao fato de apresentar um maior número de água condensada nos seus vasos capilares.

As madeiras de Cambará e Cabriúva apresentaram de três a quatro medições mais afastadas das suas linhas de tendência, devido provavelmente à imprecisão do procedimento de medição da umidade, da pesagem ou do processo de secagem das amostras. As discrepâncias de alguns pontos adquiridos estão relacionadas com a forma de determinar a umidade das amostras e/ou com o acúmulo não uniforme de água, principalmente entre o sensor PWR e as peças de madeira.

Os dados obtidos para as madeiras com o sensor PWR apresentaram uma variabilidade, devido ao fato das medições terem sido realizadas em diferentes níveis de umidade e que cada tipo de madeira utilizado apresenta fatores internos que interferem com maior ou menor intensidade na frequência de ressonância.

5 CONCLUSÃO

A utilização de sensores, transdutores e equipamentos tem grande aplicabilidade nas indústrias. Com isso, o presente trabalho constituiu no desenvolvimento de dois sensores que utilizaram a tecnologia de PCI para sua fabricação, apresentando custo baixo, fabricação rápida e fácil customização. Neste trabalho foram analisados sensores do tipo capacitivo diferencial planar para detecção de dutos hidráulicos e outro do tipo PWR planar para medição de umidade em madeiras

Como os sensores construídos utilizaram a ideia de concepção planar, foi realizado um estudo da literatura para saber como e onde esta tecnologia esta sendo empregada para a construção de sensores que usam a tecnologia de PCI na sua fabricação e quais equacionamentos propostos atendem a determinada geometria e configuração escolhida para os sensores desenvolvidos.

O sensor diferencial foi simulado no *software* Maxwell por FEM para determinar o comportamento da capacitância entre eletrodos do sensor capacitivo diferencial planar sem e com a presença de um objeto de permissividade diferente do ar próximo, obtendo curvas que mostram o comportamento da capacitância conforme o objeto varie. Além disso, foi simulado o circuito equivalente diferencial com o *software* Orcad para realizar uma análise em frequência e uma análise de ruído. Contudo, o sensor PWR, não foi simulado devido a limitações dos *softwares* utilizados.

Para a confecção dos sensores, utilizou-se o *software* Altium para o desenvolvimento dos projetos e as PCIs desenvolvidas são formadas de placas de dupla face de substrato de FR4, com camadas de material epóxi para proteger contra efeitos de oxidação. A PCI que forma a estrutura diferencial utilizou a tecnologia de 4 *layers*, devido ao uso dos *driven shields*.

Com os sensores prontos, foram realizados testes que mostraram o comportamento e a funcionalidade dos mesmos, através de resultados teóricos, simulados e medidos, no qual se obteve resultados coerentes ao experimento realizado.

Os sensores atendem as necessidades da indústria madeireira e da área de construção civil, como detecção de umidade em madeiras e presença de dutos hidráulicos. Além disso, devido ao estudo desenvolvido e exposto neste trabalho para a confecção dos mesmos, desde a revisão da literatura, da escolha da melhor geometria para cada aplicação,

dos *softwares* para simulação, verificação e projeto, dos equipamentos utilizados para análise dos dados e medições de variáveis elétricas e desenvolvimento das experiências para testar os sensores, o desenvolvimento dos sensores se mostrou viável.

- **Projetos Futuros**

O presente trabalho abre a possibilidade para melhorias nos sensores como o desenvolvimento do produto final e outras aplicações com eles. Para o sensor diferencial, a PCI que contém os blocos de modulação e demodulação utilizados pode ser melhorada, através de mudanças nas dimensões da placa, utilização de caixa de blindagem menor, utilização de placa com mais *layers*.

A instrumentação presente pode ser melhorada, com o uso de componentes SMD, utilização de componentes mais baratos, como a troca dos geradores de função necessários para os sinais modulado e da portadora por um microcontrolador ou circuitos oscilatórios que geram estes sinais, a utilização de LEDs ou *buzzer* para informar a possível localização de um objeto em vés de utilizar um osciloscópio para ver o comportamento do sinal recuperado.

A PCI que contém os eletrodos pode ser modificada, para comprimentos e/ou larguras maiores ou menores conforme o projeto em questão.

O sensor PWR bifilar pode ser melhorado com a utilização de uma nova geometria que produza melhor resposta, com o aumento ou diminuição seja da espessura e/ou distância das trilhas quanto do número de voltas, o uso de outros materiais para a sua fabricação, como placas de fenolite, uso da tecnologia de placas flexíveis.

O sensor PWR pode ser utilizado para medição de outros meios que possuem alguma permissividade que pode ser monitorada, como concreto. Para aplicações como sensor de força (DE ROUIN et al., 2013), no qual é apresentado um sensor PWR para monitoração da força provocada por uma válvula pneumática. Como sensor de pressão (BALDI et al., 2003), no qual é apresentado um sensor para monitoração de pressão provocada pela modulação de um núcleo de ferrite, esta ideia proposta por Baldi, Choi e Ziaie (2003, p.728) com a utilização de outros núcleos como NiFe ou Amorfo podem ser interessante devido a resposta diferente provocada por cada núcleo, principalmente a diminuição da frequência.

Outras aplicações onde o sensor PWR pode ser utilizado são, como por exemplo: transformador (MOHAN, 1999), transferência de energia sem fio (WU; FANG, 2011, p. 4018), além de aplicações médicas.

Com as melhorias propostas para as PCIs do sensor capacitivo diferencial, pode se obter um produto pequeno, fácil de manusear, que produz uma resposta coerente e confiável.

REFERÊNCIAS

ATMEL. Disponível em: <http://atmel.force.com/support/articles/en_US/FAQ/Driven-Shield-and-QTouch-Technology>. Acesso em: 03 dez. 2014.

BABIAK, M; KUDELA, J. A contribution to the definition of the fiber saturation point. **Wood Sci Technol** **29**, v. 3, p. 217-226, 1995.

BAHL, Inder. **Lumped Elements for RF and Microwave Circuits**. 1. ed., Norwood, MA, Artech House, 2003.

BALDI, A.; CHOI, W.; ZIAIE, B. A self-resonant frequency-modulated micromachined passive pressure transducer. **IEEE Sensors Journal**, v. 3, p. 728-733, 2003.

BALLUF SENSORS. Disponível em: <<http://amscomercial.com.br/>>. Acesso em: 27 mar. 2014.

BASCHIROTTI, A.; DALLAGO, E.; MALCOVATI, P.; MARCHESI, M.; VENCHI, G.; ROSSINI, A. Multilayer PCB Planar Fluxgate Magnetic Sensor. **IEEE Microelectronics and Electronics**, p. 413-416, 2006.

BILOTTI, Filiberto.; TOSCANO, Alessandro.; VEGNI, Lucio, AYDIN, Koray.; ALICI, Kamil B.; OZBAY, Ekmel. Equivalent-Circuit Models for the Design of Metamaterials Based on Artificial Magnetic Inclusions. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 55, n. 12, p. 2865-2873, dez. 2007.

BILOTTI, Filiberto.; TOSCANO, Alessandro.; VEGNI, Lucio. Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 55, n. 8, p. 2258-2267, ago. 2007.

BLAZ, N.; MISKOVIC, G.; MARIC, A.; DAMNJANOVIC, M.; RADOSAVLJEVIC, G.; ZIVANOV, L. Modeling and characterization of LC displacement sensor in PCB technology. **35th International Spring Seminar on Electronics Technology**, p. 394-398, 2012.

BRIETZKE, Eduardo. Disponível em: <<http://www.mat.ufrgs.br/~brietzke/bes1/bes1.html>>. Acesso em: 13 nov. 2014.

CASTALDO, Fernando C. **Investigação de Ruído e Sensibilidade em MAGFETs e Avaliação do seu Emprego no Controle de Emissão Eletromagnética em Circuitos Integrados de Potência**. 2005. 165f. Tese – Faculdade de engenharia elétrica e de computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2005.

CHEN, Jian Z.; DARHUBER, Anton A.; TROIAN, Sandra M.; WAGNER, Sigurd. Capacitive sensing of droplets for microfluidic devices based on thermocapillary actuation. **Miniaturisation for Chemistry, Biology & BioEngineering**. Mai. 2004.

COMAT RELECO. Disponível em: <<https://comatreleco.com.br/sensor-indutivo/>>. Acesso em: 26 fev. 2015.

DE ROUIN, Andrew J.; PERELES, Brandon D.; SANSOM, Thadeus M.; ZANG, Peng; ONG, Keat G. A Wireless Inductive-Capacitive Resonant Circuit Sensor Array for Force Monitoring. **Journal of Sensor Technology**. v. 3, p. 63-69, 2013.

DELPHI TECHNOLOGIES, Inc. (Troy, MI). David Kay Lambert. Capacitive Proximity Sensor. US 6,724,324 B1, 21 ago. 2000, 20 abr. 2004.

DEN OTTER, Matthijs W. Approximate expressions for the capacitance and electrostatic potential of interdigitated electrodes. **Sensors and Actuators A**, v. 96, p. 140-144, nov. 2001.

ENSHENG, Dong.; XIANGBIN, Yu.; HE, Chao, Optimization of Uniplanar Multi-electrode Capacitive Sensor for Damage Detection of Aircraft Composite Material. 11^o IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments – **ICEMI2013**, p 244-248, 2013.

GALVÃO, A.P.M.; JANKOWSKY, I.P. **Secagem Racional de Madeira**. São Paulo: Nobel, 1988. 111 p.

HARPSTER, T.J.; STARK, B.; NAJAFI, K. A passive wireless integrated humidity sensor. **Sensors and Actuators**, v. 2, p. 82-88, 2002.

HERSHENSON, Maria del Mar.; MOHAN, Sunderajan S.; BOYD, Stephen P.; LEE, Thomas H. Optimization of Inductor Circuits via Geometric Programming. **IEEE Design Automation Conference**, v. 36, p. 994-998, 1999.

HORENSTEIN, Mark N.; PERREAULT, Julie A.; BIFANO, Thomas G. Differential capacitive position sensor for planar MEMS structures with vertical motion. **Sensors and Actuators – Elsevier**, v. 80, p. 53-61, 2000.

IRWIN, J. D. **Análise de Circuitos em Engenharia**. 4. ed., Tradução: Luis Antônio Aguirre,; Janete Furtado Ribeiro Aguirre. São Paulo: Pearson Education do Brasil LTDA, 2000.

ISIK, O.; ESSELLE, K.P. Design of monofilar and bifilar Archimedean spiral resonators for metamaterial applications. **IET Microw. Antennas Propag**, v. 3, n. 6, p. 929-935, 2008.

JUEVES. Disponível em: <<http://dalf1987.blogspot.com.br/2009/01/212-condensador-diferencial.html>>. Acesso em: 11 nov. 2014.

KOWALTSCHUK, Romão. **Projeto de Indutores Espirais Integrados por Seleção em Banco de Dados gerado por Simulação Eletromagnética e Redes Neurais**. 2003. 243f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2003.

LIN, R.T. A study of electrical conduction wood. **For Prod J11**, p. 506-514, 1965.

LIU, Zutao,; HUANG, Qing-An,; LI, Weihua. A differential Capacitive Mini-displacement Sensor. **IEEE Sensors**, v.3, p. 1415-1418, 2004.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Self-Capacitance of Inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 4, p. 671-676, 1997.

MOHAN, Sunderajan S. **The Design, Modeling and Optimization of On-Chip Inductor and Transformer Circuits**. 1999. 215 f. Tese - Universidade de Stanford, Califórnia, Estados Unidos da América, 1999.

MOHAN, Sunderajan S.; HERSHENSON, Maria del Mar,; BOYD, Stephen P.; LEE, Thomas H. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 34, n. 10, p. 1419-1424, out. 1999.

ONG, Justin B.; YOU, Zhanping,; MILLS-BEALE, Julian,; TAN, Ee. L.,; PERELES, Brandon D.,; ONG, Keat G. A wireless, Passive Embedded Sensor for Real-Time Monitoring of Water Content in Civil Engineering Materials. **IEEE Sensors Journal**, v. 8, n. 12, p. 2053-2058, dez. 2008.

ONG, K. G.; ZENG, K.; CRIMES, C.A. A wireless, passive carbon nanotube-based gas sensor. **IEEE Sensors Journal**, v. 2, p. 82-88, 2002.

PALLÀS-ARENÝ, Ramon.; WEBSTER, John G. **Sensors and Signal Conditioning**. 2. ed., United States of America, John Wiley & Sons, 2001.

PETKOV, Vladimir P.; BALANCHANDRAN, Ganesh K.; BEINTNER, Jochen, A Fully Differential Charge-Balanced Accelerometer for Electronic Stability Control. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 49, n. 1, p. 262-270, jan. 2014.

PICHORIM, Sérgio F.; ABATTI, Paulo J. A novel method to read remotely resonant passive sensors in biotelemetric systems. **IEEE Sensors Journal**, v. 8, p. 6-11, 2008.

PICHORIM, Sérgio F.; ABATTI, Paulo J. Biotelemetric passive sensor injected within tendon for strain and elasticity measurement. **IEEE trans. Biomedical Engineering**, v. 53, p. 921-925, 2006.

PICHORIM, Sérgio F.; DESTEFANI, Felipe A. Estudo de bobina bifilar de Tesla como sensor para engenharia biomédica. **XXII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica**. p. 359-362, 2010.

PICHORIM, Sérgio F.; LASKOSKI, Gustavo T.; MARCIS, V. A. Humidity in sandy soil measured by passive, wireless, and resonant sensor with bifilar coil. **CLABIO**, 2012.

RAMO, S.; WHINNERY, J.R.; VAN DUZER, T. **Fields and Waves in Communication Electronics**. 5. ed., New York, John Wiley & Sons, 1994.

REIS, Diego D.; CERVI, Thales E.; PICHORIM, Sérgio F. Sensor Passivo Ressonante com Bobina Bifilar para Medição da Umidade em Madeiras. **MOMAG 2014**, p. 198-203, 2014.

RIPKA, P.; KUBIK, J.; DUFFY, M.; HURLEY, W. G.; O'REILLY, S. Current sensor in PCB Technology. **IEEE Sensors Journal**, v. 5, p. 433-438, 2005.

SADIKU, Matthew N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**. 3. ed, Tradução: Jorge Amoretti Lisboa.; Liane Ludwig Loder. Porto Alegre: Bookman, 2004.

SAUTER, T.; GLATZL, T.; KOHL, F.; STEINER, H.; TALIC, A. Thermal flow sensors based on printed circuit board technology. **15th International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED, 2014)**, p. 748-753, 2014

SISTEMAS PLL. Disponível em: <<http://www.jdbte.com.br/wjrteleco/sist%20pll.pdf>>. Acesso em: 04 dez 2014.

SON, C.; ZIAIE, B. A wireless implantable passive microdosimeter for radiation oncology. **IEEE trans. on Biomedical Engineering**, v. 55, p. 1772-1775, 2008.

TAN, E. L.; NG, W. N.; SHAO, R.; PERELES, B.D.; ONG, K. G. A wireless passive sensor for quantifying packaged food quality. **Sensors**, v. 7, p. 1747-1756, 2007.

TESLA, Nikolas. Coil for Electro Magnets. US 512,340, 9 Jan. 1894.

VU QUOC, T.; PHAM QUOC, T.; CHU DUC, T.; BUI, T. T.; KIKUCHI, K.; AOYAGI, M. Capacitive sensor based on PCB technology for air bubble inside fluidic flow detection. **IEEE Sensors 2014**, p. 237-240, 2014.

WEG. Disponível em: <<http://www.weg.net/br/Produtos-e-Servicos/Controls/Sensores-Industriais/Sensores-Capacitivos>>. Acesso em: 10 nov. 2014.

WHEELER, Harold A. Simple Inductance formulas for radio coils. **In Proc. IRE**, v. 16, n. 10, p. 1398-1400, out. 1928.

WU, Wei; FANG, Qiang. Design and Simulation of Printed Spiral Coil used in Wireless Power Transmission Systems for Implant Medical Devices. **IEEE EMBS**. p. 4018-4021, 2011.

YINKE, Dou.; XIAOMIN, Chang, Mechanism Analysis and Simulation of Coplanar Multi-Electrode Capacitive Ice Thickness Measuring Sensor. **Sensors & Transducers**. V. 158, Issue 11, p. 27-32, nov. 2013.

YUE, Chik P. **On-chip Spiral Inductors for Silicon-based Radio-Frequency Integrated Circuits**. 2000. 122 f. Tese - Universidade de Stanford, Califórnia, Estados Unidos da América, 1998.

YUE, Chik P.; RYU, Changsup.; LAU, Jack.; LEE, Thomas H.; WONG, S.S. A Physical Model for Planar Spiral Inductors on Silicon. **IEEE IEDM**, p. 155-158, 1996.

Apêndice A – Esquemático do Sensor Capacitivo Diferencial.

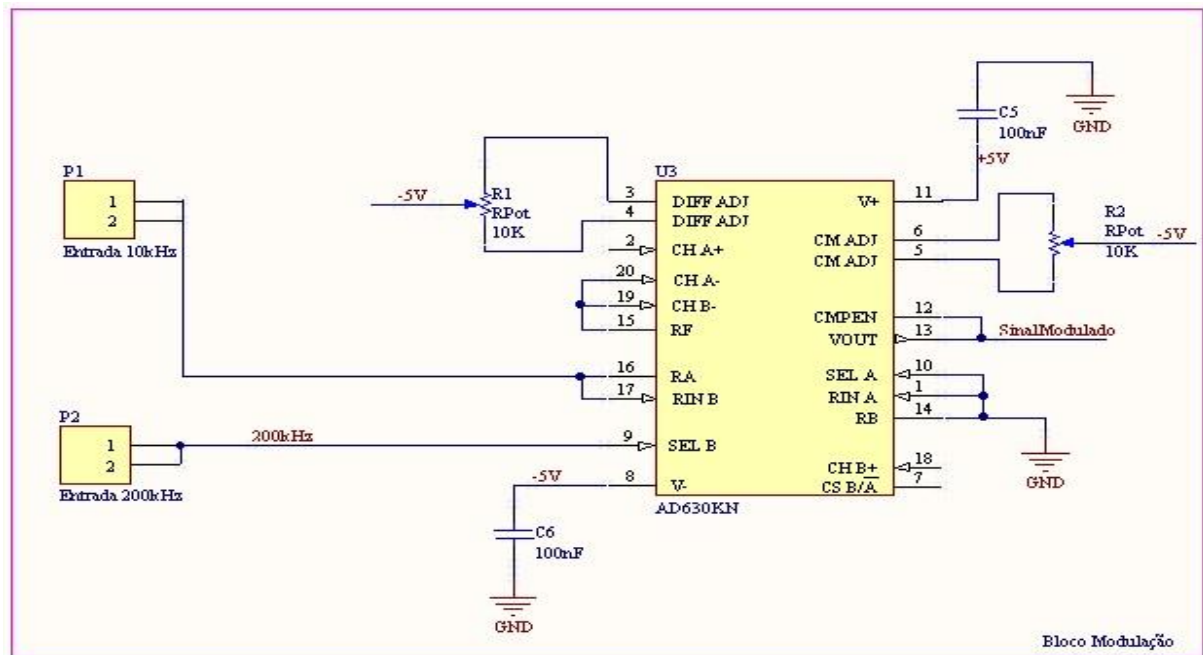


Figura 76 - Bloco Modulação do Sensor Capacitivo Diferencial.

Fonte: Autoria própria.

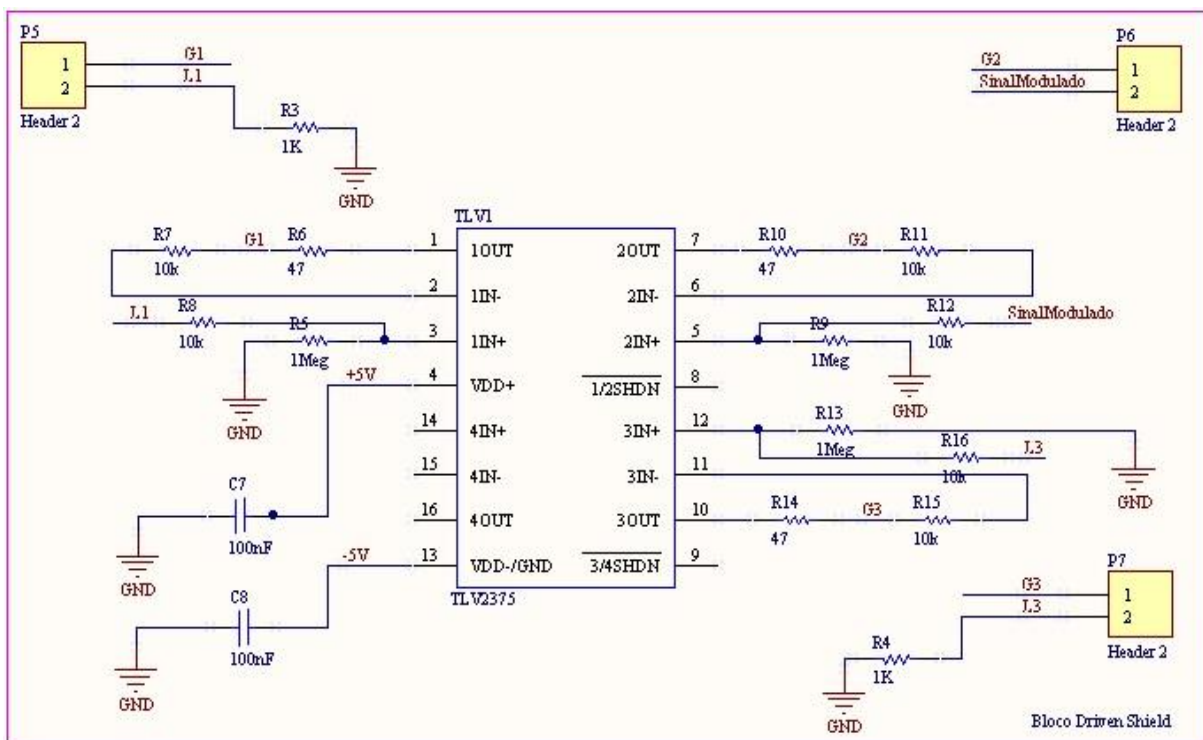


Figura 77 - Bloco Driven Shield do Sensor Capacitivo Diferencial.

Fonte: Autoria própria.

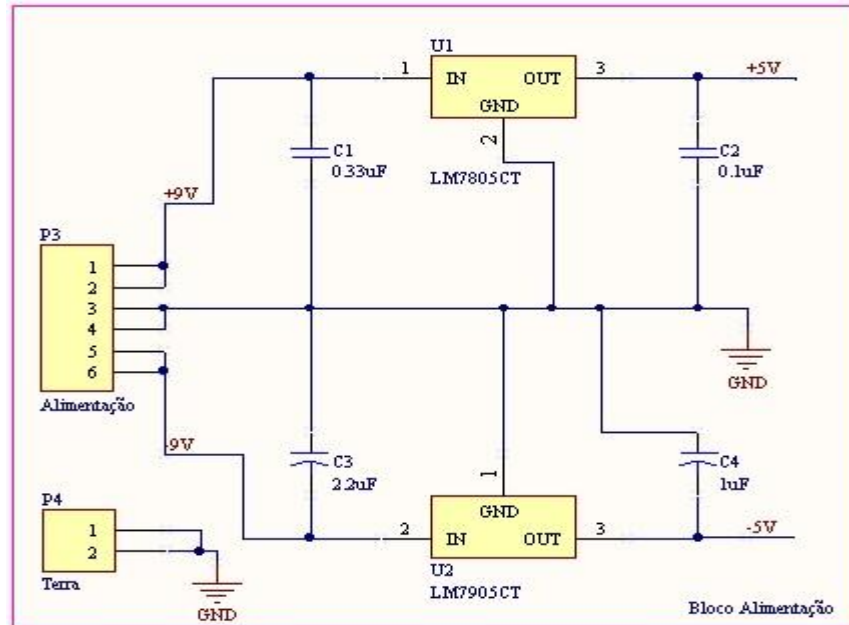


Figura 78 - Bloco Alimentação do Sensor Capacitivo Diferencial.

Fonte: Autoria própria.

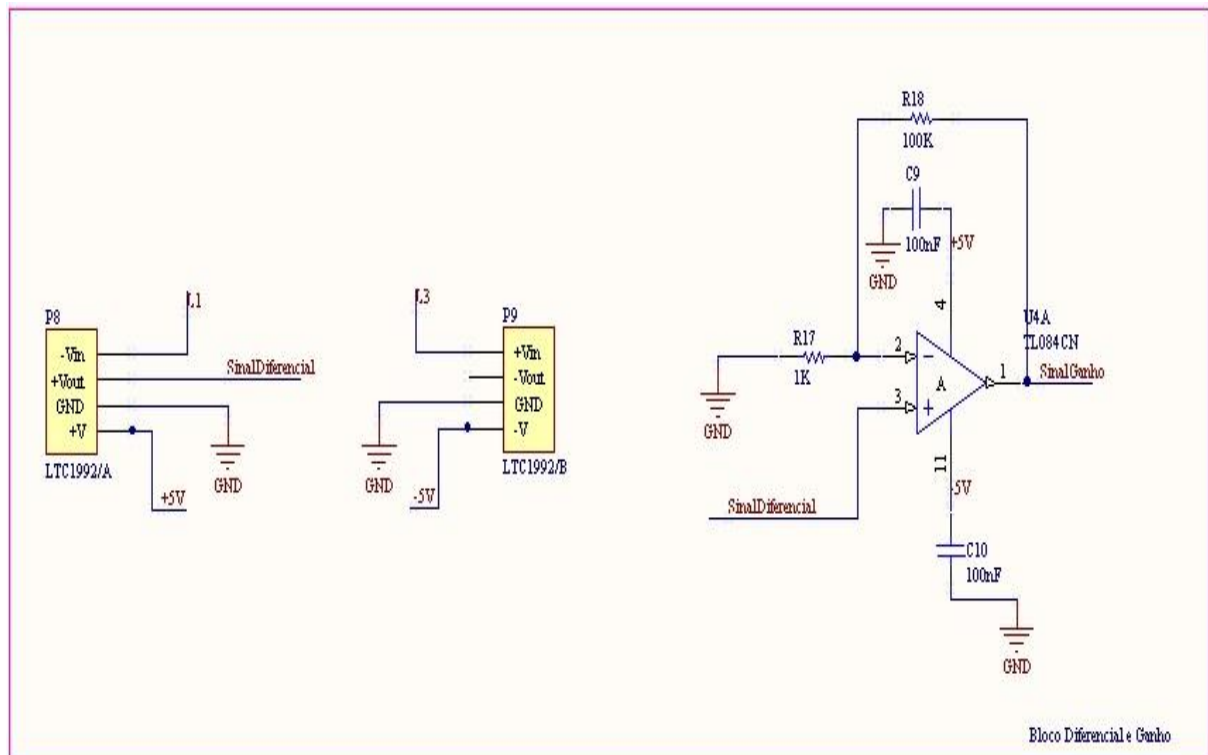


Figura 79 - Bloco Amplificação do Sensor Capacitivo Diferencial.

Fonte: Autoria própria.

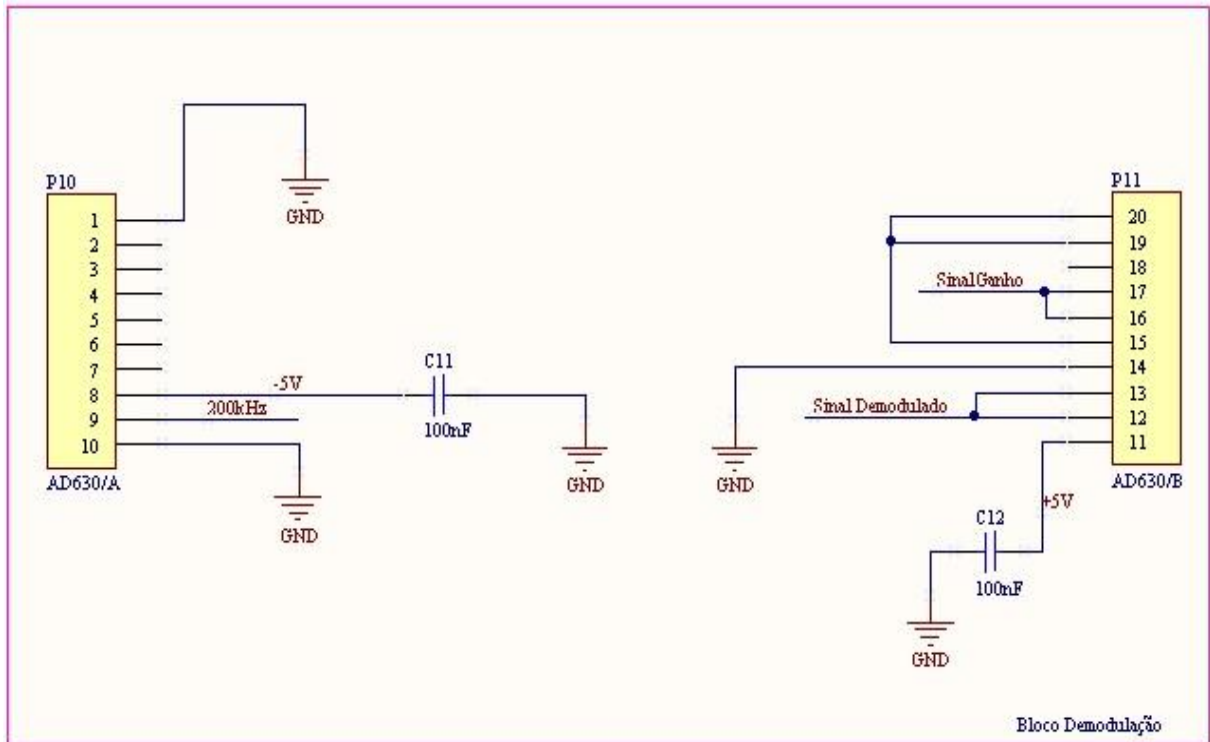


Figura 80 - Bloco Demodulação de Sensor Capacitivo Diferencial.

Fonte: Autoria própria.

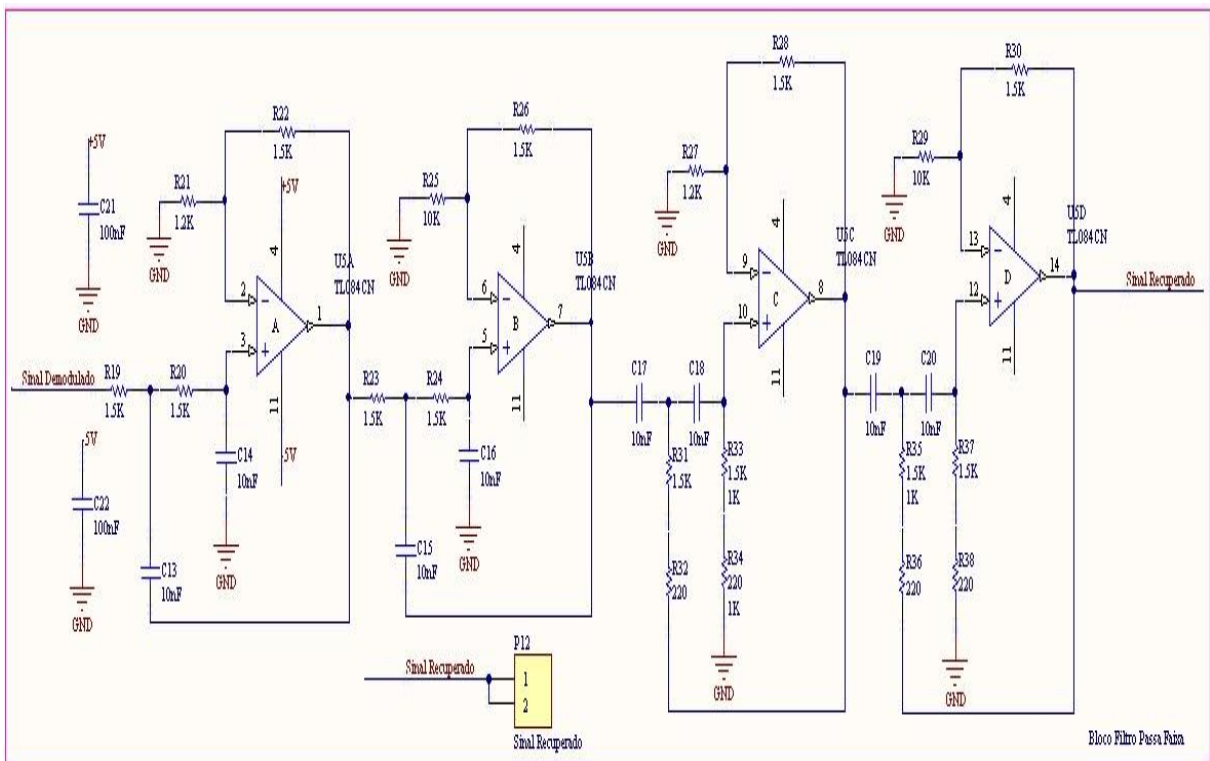


Figura 81 - Bloco Filtragem do Sensor Capacitivo Diferencial.

Fonte: Autoria própria.

Apêndice B - Técnicas de Instrumentação

Algumas técnicas de instrumentação podem e são utilizadas para o desenvolvimento de sensores capacitivos nos quais são empregadas para verificar a variação de fase ou de amplitude do sinal sensorial. A primeira instrumentação se baseia no uso de um sistema PLL e a segunda se baseia na modulação e demodulação do sinal que o sensor produz denominado *carrier amplifier*.

- PLL

O PLL (*phase-locked loop*) ou laço fechado por fase corresponde a um sistema que permite controlar uma grandeza elétrica mediante uma defasagem entre dois sinais (SISTEMAS PLL, 2014). Um sistema controlador genérico é composto de uma fonte de informação (Ax), um comparador (C), um processador (B) e uma quantidade controlável (Ay) (figura 82), no qual as grandezas Ax e Ay são comparadas no bloco C e o resultado é processado, fazendo com que o valor seja ajustado no seu novo valor (SISTEMAS PLL, 2014).

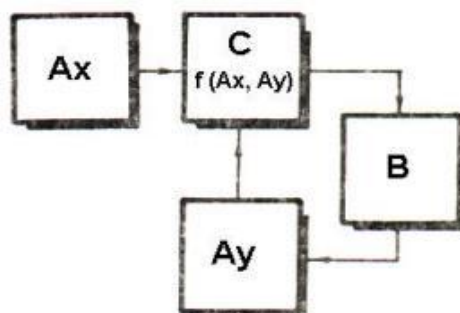


Figura 82 - Sistema controlador genérico.

Fonte: SISTEMAS PLL, 2014.

Um sistema PLL (figura 83) se baseia na defasagem entre o sinal de entrada (1) e aquele vindo do oscilador de controle (VCO) (2), de modo que o bloco comparador produza um sinal (3) que seja capaz de reconhecer essa defasagem. O VCO é concebido de modo que exista sempre uma diferença de fase específica entre sua saída e o sinal de entrada e a rapidez

com que o VCO será ajustado pelo sistema, depende das características do filtro passa-baixa (FPB).

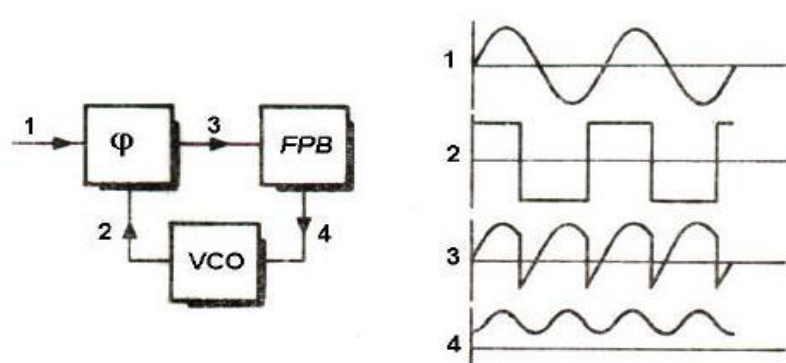


Figura 83 - Sistema PLL e formas de onda nas saídas de cada bloco.

Fonte: SISTEMAS PLL, 2014.

Quando o PLL está em funcionamento, ou seja, o sistema se encontra travado, no momento que dois sinais são multiplicados, o bloco comparador visto na figura 83, produzirá um sinal proporcional à defasagem presente entre ambos que é separado com uma filtragem. O sinal do comparador pode variar de um valor máximo positivo que ocorre quando o sinal de VCO está em fase com o sinal de entrada, passando por zero quando o VCO está atrasado de 90° em relação ao sinal de entrada até um máximo negativo quando o VCO está atrasado de 180° (SISTEMAS PLL, 2014).

Quando o sistema não se encontra travado, ou seja, o sistema está oscilando livremente como se a saída do filtro e a entrada do VCO estivesse interrompida, na saída do filtro surge um sinal denominado sinal-diferença que possui amplitude constante. No momento em que ocorre a ligação, o VCO começa a receber uma tensão de controle que pode ser ascendente ou descendente. No ascendente, a frequência do VCO aumenta e o sinal-diferença diminui, no qual é atenuada pelo FPB, fazendo com que haja um aumento na amplitude final da tensão de controle em relação à oscilação livre. No descendente, há uma redução da frequência do VCO e um aumento no sinal-diferença, que ao passar pelo filtro a atenuação faz o sinal-diferença elevar e conseqüentemente produzirá uma amplitude final menor que a oscilação livre (figura 84) (SISTEMAS PLL, 2014). Com isso, o VCO buscou e encontrou uma frequência e uma fase onde fica travado sendo denominado este processo de transiente de captura.

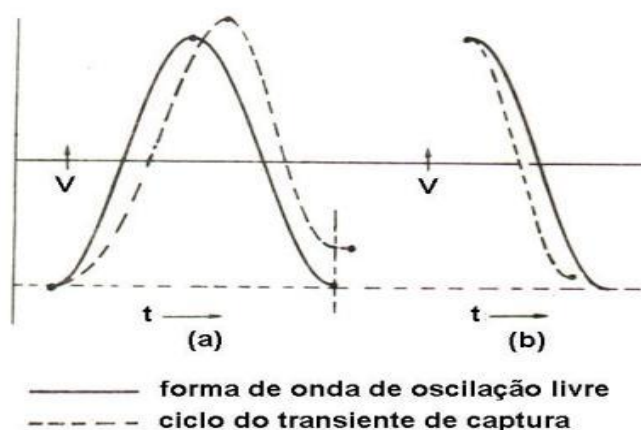


Figura 84 - Processo transiente de captura.

Fonte: SISTEMAS PLL, 2014.

Os PLLs possuem dois fatores críticos que é a estabilidade de frequência do VCO e a relação sinal/ruído. O primeiro pode ser evitado através da compensação em temperatura da alimentação do VCO e do comparador de fase e o uso de componentes que afetam a frequência do VCO com coeficientes térmicos nulos (SISTEMAS PLL, 2014). O segundo a ser evitado é que o nível do sinal demodulado tem que ser mais elevado possível em relação ao ruído produzido pelo VCO e o comparador de fase (SISTEMAS PLL, 2014).

Em aplicações envolvendo sensores capacitivos, duas boas aplicações envolvendo sistemas PLL podem ser usadas, a primeira consiste em usar o sinal produzido na saída do VCO para alimentar um circuito, por exemplo, do tipo RLC que possui um capacitor variável e trabalhar com ele na frequência de ressonância. O sinal presente no capacitor é ligado ao comparador de fase e com isso, qualquer variação no capacitor será detectada (figura 85). A segunda consiste em colocar o sensor para mudar o sinal produzido no VCO e este alimentar um circuito RLC que trabalha na ressonância, o sinal presente no capacitor do circuito RLC é ligado ao comparador de fase para fechar o laço e qualquer mudança no sensor provocará mudança na fase do sinal presente no circuito RLC.

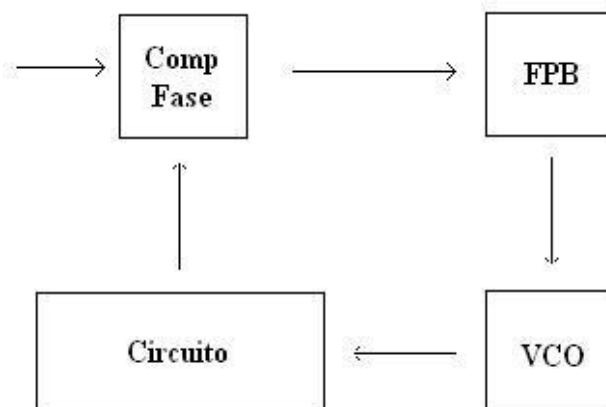


Figura 85 - Diagrama em blocos do sensor capacitivo com PLL.

Fonte: Autoria própria.

- Carrier Amplifier

Um *carrier amplifier* é uma instrumentação necessária para todos os sensores, cuja saída apresenta um sinal AC de amplitude modulada (AM) e que responde a valores positivos e negativos que estão sendo medidos (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001). Por exemplo, LVDTs, variação da reatância e resistência de sensores presentes em um divisor de tensão AC ou em ponte como sensores diferenciais, SQUIDS e medidores de vazão eletromagnéticos (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001).

O *carrier amplifier* é um circuito que desempenha as funções de amplificação do sinal AC, demodulação coerente e filtragem, além disso, inclui um oscilador para *driver* do sensor (figura 86) (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001). Há componentes eletrônicos disponíveis com as funções de *carrier amplifier*, mas também podem ser montados de forma discreta dependendo da aplicação (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001).

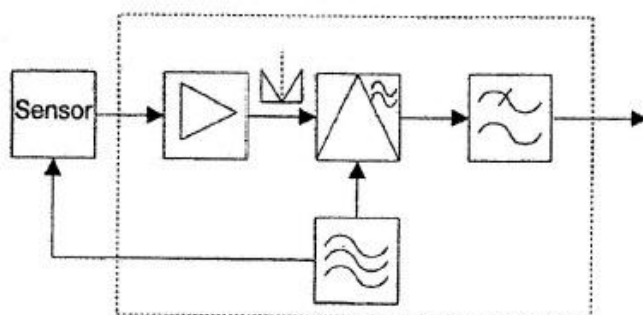


Figura 86 - Estrutura de um Carrier Amplifier.

Fonte: PALLÀS-ARENY e WEBSTER, 2001.

Segundo Pallàs-Areny e Webster. (2001), o sinal modulado que entra num sensor diferencial, que é composto de uma portadora e uma modulante, na saída surgirá mudanças de impedância na modulante, devido principalmente ao tipo de circuito que está incorporado com o sensor diferencial. Se o circuito for um divisor de tensão, o sinal na saída será do tipo AM-DSBTC (figura 87), já se o circuito que está incorporado é do tipo ponte, o sinal de saída será do tipo AM-DSBSC (figura 88) (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001).

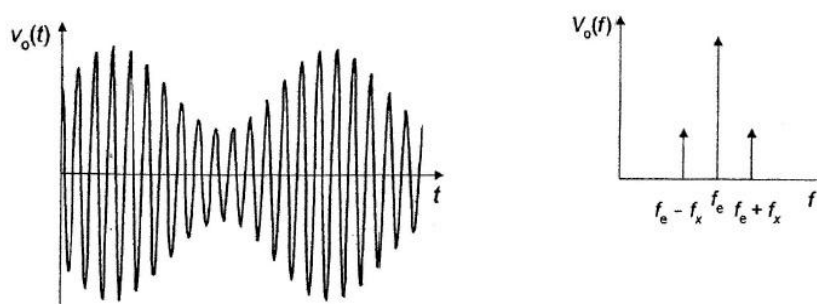


Figura 87 - Modulação AM-DSBTC e seu espectro para divisão de tensão.

Fonte: PALLÀS-ARENY e WEBSTER, 2001.

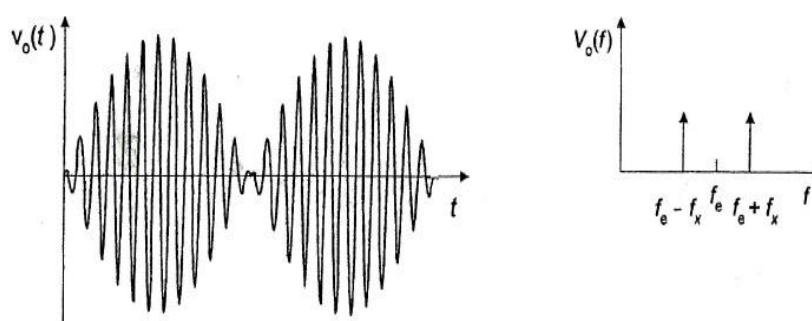


Figura 88 - Modulação AM-DSBSC e seu espectro para circuito ponte.

Fonte: PALLÀS-ARENY e WEBSTER, 2001.

A modulação AM-DSBTC consiste em transmitir uma portadora com uma amplitude de base que é alterada em função da mensagem que está sendo transmitida. Nesta modulação além da portadora que é transmitida, outros dois conjuntos de frequências ou espectros também são transmitidos, que possuem a mensagem a ser transmitida. Entretanto, esta modulação é ineficiente, pois para transmitir à portadora e não a mensagem se gasta a maior parte da potência. A modulação AM-DSBSC consiste em enviar somente os espectros que contém a mensagem evitando gastos desnecessários com a portadora, e sendo mais

eficiente que a DSBTC. A única desvantagem é o uso de circuitos mais complexos para realização da demodulação do sinal.

Em aplicações envolvendo sensores capacitivos diferenciais, a boa aplicação envolvendo o *carrier amplifier*, consiste em usar circuito em ponte com o sensor. Este sensor recebe um sinal modulado que passa por um amplificador diferencial que produzirá um sinal parecido com o da figura 88. Este novo sinal será demodulado e posteriormente passará por um filtro passa-baixa ou passa-banda para recuperá-lo. Qualquer detecção do sensor fará com que haja variação na amplitude do sinal.