

TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DA PERMISSIVIDADE COMPLEXA DE DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DA FORMATAÇÃO DE AMOSTRAS COMO ELEMENTOS CAPACITIVOS DE DIMENSÕES CONHECIDAS

Cristian Franzoi Mazzola



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Cristian Franzoi Mazzola

**TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DA
PERMISSIVIDADE COMPLEXA DE
DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DA
FORMATÇÃO DE AMOSTRAS COMO
ELEMENTOS CAPACITIVOS DE DIMENSÕES
CONHECIDAS**

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

10 de dezembro de 2020

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

Cristian Franzoi Mazzola

**TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DA
PERMISSIVIDADE COMPLEXA DE
DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DA
FORMATÇÃO DE AMOSTRAS COMO
ELEMENTOS CAPACITIVOS DE DIMENSÕES
CONHECIDAS**

Trabalho de Conclusão de Curso -
Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina.

Orientador: Prof. Dr. Nelson Jhoe
Batistela

Coorientador: Prof. Dr. Laurent Di-
dier Bernard

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

10 de dezembro de 2020

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

Mazzola, Cristian Franzoi
TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DA PERMISSIVIDADE COMPLEXA DE
DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DA FORMATAÇÃO DE AMOSTRAS COMO
ELEMENTOS CAPACITIVOS DE DIMENSÕES CONHECIDAS / Cristian
Franzoi Mazzola ; orientador, Nelson Jhoe Batistela,
coorientador, Laurent Didier Bernard, 2020.
179 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Dielétricos. 3.
Eletromagnetismo. 4. Caracterização de materiais
dielétricos. I. Batistela, Nelson Jhoe . II. Bernard,
Laurent Didier. III. Universidade Federal de Santa
Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Cristian Franzoi Mazzola

**TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DA
PERMISSIVIDADE COMPLEXA DE
DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DA
FORMATÇÃO DE AMOSTRAS COMO
ELEMENTOS CAPACITIVOS DE DIMENSÕES
CONHECIDAS**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pela banca examinadora.

Florianópolis, 10 de dezembro de 2020.



Documento assinado digitalmente

Jean Viane Leite

Data: 16/12/2020 10:49:40-0300

CPF: 003.474.909-80

Prof. Jean Viane Leite, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia
Elétrica



Documento assinado digitalmente

Nelson Jhoe Batistela

Data: 10/12/2020 12:47:59-0300

CPF: 504.929.939-04

Prof. Dr. Nelson Jhoe Batistela
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



Documento assinado digitalmente

Laurent Didier Bernard

Data: 10/12/2020 15:08:33-0300

CPF: 013.804.339-67

Prof. Dr. Laurent Didier Bernard
Coorientador
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente
Nelson Jhoe Batistela
Data: 10/12/2020 12:48:52-0300
CPF: 504.929.939-04

Prof. Dr. Nelson Jhoe Batistela
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



Documento assinado digitalmente
Laurent Didier Bernard
Data: 10/12/2020 15:09:45-0300
CPF: 013.804.339-67

Prof. Dr. Laurent Didier Bernard
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

DocuSigned by:

DF147319F8A9490...

Eng. Rubens José Nascimento
ENGIE Brasil

12/10/2020 | 4:08 PM BRT

Eng. Dr. Marcos Eduardo Guerra Alves
Radice Tecnologia

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

Este trabalho é dedicado a Firmino José Franzoi (in memoriam).

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Juliano Martins Mazzola e Eliani Maria Franzoi, por todo o amor, carinho e dedicação que empregaram na minha criação e educação. Minha família é o que eu tenho de mais valioso na vida, e aqui cito também meus queridos irmãos, Adrian e Juliani, os quais eu amo muito. Agradeço ao meu falecido avô, Firmino José Franzoi, por todos os valiosos ensinamentos que me deu e pelos momentos felizes que passamos juntos, que restarão sempre em minha memória.

Agradeço profundamente ao meu mentor, Irvando Speranzini, que me guiou profissionalmente e me levou ao meio universitário. Que acreditou em mim mais do que eu mesmo poderia acreditar e que abriu meus olhos para um futuro que eu imaginava improvável. Agradeço ao meu orientador e grande amigo, Nelson Jhoe Batistela, por todos os conselhos e ensinamentos que foram essenciais nesta caminhada, não apenas sob o ponto de vista profissional, mas também pessoal e espiritual.

Agradeço a todas as pessoas e entidades que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho. Ao meu coorientador, Professor Laurent Bernard. Às empresas Digicart e Engie. Ao LAMATE (Laboratório de Materiais Elétricos) Ao GRUCAD (Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos). Ao LSEE (Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement) da Universidade de Artois - FR, e às pessoas que toraram possível meu intercâmbio profissional: Professores, Jean Viane Leite e Guillaume Parent.

Agradeço ao amigo Guilherme Costa Ayres Tolentino, por ter me acolhido na sua casa em todo o período de estágio na França, e pelas inúmeras conversas que tivemos durante a escrita deste

trabalho, principalmente nos meses em que ficamos de quarentena, em decorrência da pandemia de coronavírus no início do ano de 2020. Por fim, agradeço a todos os demais amigos e amigas do Departamento de Engenharia Elétrica, servidores, professores, e alunos, que compartilharam comigo momentos fantásticos e que sempre me apoiaram quando precisei.

RESUMO

Este trabalho trata das técnicas para medição de parâmetros dielétricos em materiais isolantes aplicados à eletrotécnica através de modelos capacitivos. A metodologia empregada se fundamenta na formatação das amostras como capacitores de placas paralelas ou cilíndricos, de dimensões conhecidas, através dos quais se obtém analiticamente o valor da permissividade complexa a partir de medições laboratoriais. Discorre-se acerca dos erros sistemáticos associados aos efeitos de bordas, ao acoplamento dos eletrodos e às demais não idealidades presentes nas medições. Validações teóricas ou através de simulação numérica computacional por método de elementos finitos são apresentadas. Neste âmbito, técnicas de mitigação e correção dos desvios também são avaliadas. Os estudos de caso contemplam elaboração e implementação de metodologias para a medição da permissividade complexa por meio de três aplicações distintas: Para o esmalte isolante de fios de cobre empregados em máquinas elétricas através de estruturas capacitivas cilíndricas; dielétricos planos como lâminas de papel Presspahn ou teflon através da construção de um protótipo que possibilite o fácil acoplamento da estrutura; e por fim, para fibras e fenolites de placas de circuito impresso com a formatação das camadas de cobre fazendo o papel dos eletrodos. O objetivo deste trabalho é desenvolver uma ferramenta de projeto para auxiliar em novas pesquisas através da adaptação das metodologias aqui desenvolvidas em distintas outras aplicações.

Palavras-chaves: dielétricos. permissividade complexa. amostras capacitivas. capacitor de placas paralelas. capacitor cilíndrico. efeito de bordas. erros sistemáticos. instrumentação.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

ABSTRACT

This study discusses the measuring techniques of the dielectric properties of insulating materials used in electrotechnical applications. The main characteristics of the methodology followed here are the sample's arrangement as capacitive structures, such as cylindrical and parallel plates condensers. The systematic measurement errors caused by edge effects, air gaps, and other nonidealities that can be faced during the measuring process are analysed in this work. The conclusions will be based on theoretical validations and numerical simulations by finite elements methods. In addition, corrections and mitigation techniques will be presented. The practical approach will cover a methodology development and implementation in order to measure the complex permittivity from three distinct applications: electrical copper wire insulation; flat Presspahn paper or teflon sheets; and finally, PCB's epoxy fibers or phenolic papers using its copper layers as the electrodes.

Key-words: dielectrics. complex permittivity. capacitive samples. parallel plates condenser. cylindrical condenser. capacitor. edge effects. air gaps. measuring instrumentation.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 – Ilustração do experimento de Musschenbroek . . . | 34 |
| Figura 2.1 – Polarização de um material | 39 |
| Figura 2.2 – Região volumétrica de uma placa carregada posi- tivamente | 43 |
| Figura 2.3 – Placas paralelas carregadas e separadas por um meio dielétrico | 45 |
| Figura 2.4 – Capacitor cilíndrico | 46 |
| Figura 2.5 – Capacitor de placas paralelas com múltiplos dielé- tricos | 48 |
| Figura 2.6 – Capacitor cilíndrico com múltiplos dielétricos . . . | 49 |
| Figura 2.7 – Circuito equivalente série | 51 |
| Figura 2.8 – Circuito equivalente e diagrama fasorial | 51 |
| Figura 3.1 – Formatação em elemento capacitivo de amostra no formato lâmina | 61 |
| Figura 3.2 – Modelo capacitivo para dielétricos em formato cilíndrico | 62 |
| Figura 3.3 – Distribuição normal | 69 |
| Figura 3.4 – Capacitor cilíndrico com um segundo dielétrico conhecido | 72 |
| Figura 4.1 – Placa carregada positivamente com uma carga $+q$ e inserida em um volume V | 76 |
| Figura 4.2 – Superfícies do volume da placa | 77 |
| Figura 4.3 – Capacitor de placas paralelas real - Linhas de fluxo elétrico | 78 |
| Figura 4.4 – GRÁFICO/Erro percentual em função de ϵ_r | 81 |
| Figura 4.5 – GRÁFICO/Erro percentual em função da espes- sura (d) do dielétrico | 81 |
| Figura 4.6 – GRÁFICO/Erro percentual em função da espes- sura t | 82 |

| | |
|---|-----|
| Figura 4.7 – GRÁFICO/Erro percentual em função do raio R_a | 82 |
| Figura 4.8 – GRÁFICO/Erro percentual em função de ϵ_r - Dielétricos finos) | 87 |
| Figura 4.9 – GRÁFICO/Erro percentual em função de ϵ_r - Dielétricos espessos) | 88 |
| Figura 4.10 – GRÁFICO/Erro percentual em função do raio r_a - Dielétricos finos) | 88 |
| Figura 4.11 – GRÁFICO/Erro percentual em função do raio r_a - Dielétricos espessos) | 89 |
| Figura 4.12 – GRÁFICO/Erro percentual em função do comprimento L - Dielétricos finos) | 89 |
| Figura 4.13 – GRÁFICO/Erro percentual em função do comprimento L - Dielétricos espessos) | 90 |
| Figura 4.14 – Capacitor de placas paralelas com anel de guarda | 93 |
| Figura 4.15 – Capacitor cilíndrico com anel de guarda | 94 |
| Figura 4.16 – Capacitores cilíndricos de mesmos parâmetros porém com comprimentos diferentes | 97 |
| Figura 5.1 – Relação dos tipos de amostras de capacitores de placas paralelas | 106 |
| Figura 5.2 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da permissividade relativa do dielétrico -Tipo (a) | 109 |
| Figura 5.3 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura do dielétrico -Tipo (a) | 109 |
| Figura 5.4 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura dos eletrodos -Tipo (a) | 110 |
| Figura 5.5 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função do raio dos eletrodos -Tipo (a) | 110 |
| Figura 5.6 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da permissividade relativa do dielétrico -Tipo (b) | 113 |
| Figura 5.7 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura do dielétrico -Tipo (b) | 113 |
| Figura 5.8 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura dos eletrodos -Tipo (b) | 114 |
| Figura 5.9 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função do raio dos eletrodos -Tipo (b) | 114 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.10–GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da permissividade relativa do dielétrico -Tipo (c) | 116 |
| Figura 5.11–GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura do dielétrico -Tipo (c) | 117 |
| Figura 5.12–GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura dos eletrodos -Tipo (c) | 117 |
| Figura 5.13–GRÁFICO/Erro percentual após correção em função do raio dos eletrodos -Tipo (c) | 118 |
| Figura 6.1 – Agilent 16451B - Dielectric Test Fixture | 120 |
| Figura 6.2 – Esquemático do acoplamento entre o dielétrico e os eletrodos considerando as irregularidades superficiais | 122 |
| Figura 6.3 – Representação simplificada, considerando as irregularidades superficiais | 122 |
| Figura 6.4 – GRÁFICO/Erro percentual do coeficientes de dissipação do material para 1% de erro na capacitância - Escala log x log | 126 |
| Figura 6.5 – Dispositivo de medição com o emprego de mercúrio entre os eletrodos e o dielétrico | 130 |
| Figura 7.1 – Bobina de fio de cobre esmaltado (5,0mm de diâmetro) | 135 |
| Figura 7.2 – GRÁFICO/Capacitância por unidade de comprimento da amostra em função do raio r_b | 137 |
| Figura 7.3 – Esquemático do capacitor cilíndrico excêntrico | 138 |
| Figura 7.4 – GRÁFICO/Erro percentual causado por excentricidades em função do raio r_b | 140 |
| Figura 7.5 – Sistema de tração dos fios | 142 |
| Figura 7.6 – Projeto da cápsula de medição | 144 |
| Figura 7.7 – Cápsula submersa em água destilada | 145 |
| Figura 7.8 – Aplicação do espaçador entre o fio esmaltado e a mangueira | 149 |
| Figura 7.9 – Acoplamento da mangueira na amostra | 149 |
| Figura 7.10–Alimentação DC da amostra durante o processo de solidificação do Gálio | 151 |
| Figura 7.11–Resultado da amostra após a solidificação do Gálio | 151 |
| Figura 7.12–GRÁFICO/Permissividade real do esmalte em função da frequência | 152 |

| | |
|--|-----|
| Figura 7.13–GRÁFICO/Permissividade imaginária do esmalte em função da frequência | 153 |
| Figura 8.1 – Projeto dos eletrodos | 157 |
| Figura 8.2 – Placa de vidro temperado | 158 |
| Figura 8.3 – Fixação dos eletrodos implementados em fenolite | 159 |
| Figura 8.4 – Bancada de testes | 161 |
| Figura 8.5 – Dispositivo comercial - Agilent Dielectric Test Fixture | 164 |
| Figura 8.6 – GRÁFICO/Erro estimado do cálculo da permissividade relativa em função das medidas de referência com o dispositivo DTF | 165 |
| Figura 9.1 – Amostra de teste para medição do material de PCB | 169 |
| Figura 9.2 – Teste em amostra com o medidor RLC | 173 |
| Figura 9.3 – Amostras das placas de fibra ou fenolite | 174 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|-----|
| Tabela 2.1 – Tabela de conversão de parâmetros | 53 |
| Tabela 8.1 – Tabela de resultados dos ensaios com o protótipo | 161 |
| Tabela 8.2 – Tabela de resultados dos ensaios com o dispositivo Agilent Dielectric Test Fixture | 163 |
| Tabela 9.1 – Tabela de resultados dos ensaios com a placa de fibra com anel de guarda | 169 |
| Tabela 9.2 – Tabela de resultados dos ensaios para as amostras de placas de circuito impresso | 174 |

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|----------|--------------------------------|
| RMS | Root Mean Square |
| DDP | Diferença De Potencial |
| C_{eq} | Capacitor equivalente |
| R_{eq} | Resistor equivalente |
| V_{pp} | Tensão de pico a pico |
| I_{pp} | Corrente de pico a pico |
| RLC | Resistor - Indutor - Capacitor |

Unidades:

| | |
|----------|---------|
| F | Farad |
| m | Metro |
| s | Segundo |
| Hz | Hertz |
| V | Volt |
| N | Newton |
| Ω | Ohm |

Prefixos

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

| | |
|----------|---------------------|
| <i>M</i> | Mega (10^6) |
| <i>P</i> | Peta (10^{15}) |
| <i>m</i> | Mili (10^{-3}) |
| μ | Micro (10^{-6}) |
| <i>n</i> | Nano (10^{-9}) |
| <i>p</i> | Pico (10^{-12}) |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|-----------------|---|
| E | Campo elétrico |
| ε | Permissividade elétrica |
| ε_0 | Permissividade elétrica no vácuo |
| ε_r | Permissividade elétrica relativa |
| F_e | Força elástica |
| x | Deslocamento |
| k | Constante elástica |
| q | Carga elétrica |
| U | Tensão elétrica |
| C | Capacitância |
| C_0 | Capacitância para o vácuo como dielétrico |
| D | Densidade de fluxo elétrico |
| S | Seção - área |
| ρ | Densidade volumétrica de cargas |
| V | Volume |
| S_s | Área da face superior |
| S_i | Área da face inferior |
| S | Seção |
| d | Distância |

| | |
|---------------------|--|
| L | Comprimento do cilindro |
| r | Raio do cilindro |
| I | Corrente elétrica |
| $\text{tg}(\delta)$ | Coefficiente de Dissipação |
| C_s | Capacitor em série |
| R_s | Resistor em série |
| C_p | Capacitor em paralelo |
| R_p | Resistor em paralelo |
| Z | Impedância |
| \dot{X} | Número complexo, onde (X) pode ser qualquer grandeza |
| X | Fasor, onde (X) pode ser qualquer grandeza |
| X^* | Conjugado, onde (X) pode ser qualquer grandeza |
| Re | Parte real |
| Im | Parte imaginária |
| w | Velocidade angular |
| ϵ'_r | parte real de ϵ_r |
| ϵ''_r | parte imaginária de ϵ_r |
| j | $\sqrt{-1}$ |
| P | Potência ativa |
| Q | Potência reativa |
| R | Raio do eletrodo do capacitor de placas paralelas |
| \bar{x} | Valor médio de x |
| σ | Desvio padrão |

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

| | |
|------------|--|
| t | Espessura do eletrodo |
| g | Distância radial (gap) |
| δ_e | Excentricidade |
| C_e | Capacitância externa (causada por campos externos) |

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

SUMÁRIO

| | | |
|---------------------|--|-----------|
| CAPÍTULO I | | 31 |
| 1 | INTRODUÇÃO | 31 |
| 1.1 | HISTÓRICO | 32 |
| 1.2 | CONTEXTUALIZAÇÃO E OBJETIVO DO TRABALHO | 34 |
| CAPÍTULO II | | 37 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 37 |
| 2.1 | DIELÉTRICOS - VISÃO GERAL | 38 |
| 2.1.1 | Polarização Dielétrica | 38 |
| 2.1.2 | Permissividade Elétrica | 40 |
| 2.1.3 | Rigidez Dielétrica | 40 |
| 2.2 | O CAPACITOR IDEAL | 41 |
| 2.2.1 | Capacitor de Placas Paralelas | 42 |
| 2.2.2 | Capacitor Cilíndrico | 45 |
| 2.2.3 | Capacitores com múltiplos dielétricos | 47 |
| 2.3 | O CAPACITOR REAL | 49 |
| 2.3.1 | Modelo Dielétrico de Perdas | 50 |
| 2.3.2 | Relações importantes entre as representações do modelo | 52 |
| 2.3.3 | Permissividade Complexa | 55 |
| 2.4 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO | 57 |
| CAPÍTULO III | | 59 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3 | MEDIÇÃO DA PERMISSIVIDADE ATRAVÉS DA FORMATAÇÃO DAS AMOSTRAS COMO ELEMENTOS CAPACITIVOS . . . | 59 |
| 3.1 | FORMATAÇÃO DAS AMOSTRAS | 60 |
| 3.1.1 | Dielétricos Planos em Formato de Lâmina | 60 |
| 3.1.2 | Dielétricos em formato cilíndrico | 61 |
| 3.2 | OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO MODELO DO DIELÉTRICO | 62 |
| 3.2.1 | Medição Direta de Tensão e Corrente | 62 |
| 3.2.1.1 | Limitações | 65 |
| 3.2.2 | Dispositivos de análise e medição de impedância | 66 |
| 3.3 | INCERTEZAS DAS MEDIÇÕES | 67 |
| 3.3.1 | Precisão em medições de amostras capacitivas | 67 |
| 3.3.1.1 | Caráter aleatório | 68 |
| 3.3.2 | Exatidão em medições de amostras capacitivas | 69 |
| 3.4 | OBTENÇÃO DA PERMISSIVIDADE COMPLEXA A PARTIR DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 70 |
| 3.4.1 | Amostras formatadas como um capacitor de placas paralelas | 70 |
| 3.4.2 | Amostras formatadas como um capacitor cilíndrico | 71 |
| 3.4.2.1 | Amostras formatadas como um capacitor cilíndrico com um segundo dielétrico conhecido | 71 |
| 3.5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO | 73 |
| | CAPÍTULO IV | 75 |
| 4 | INFLUÊNCIAS DE CAPACITÂNCIAS ESPÚRIAS NA MEDIÇÃO | 75 |
| 4.1 | CAPACITÂNCIAS ESPÚRIAS | 76 |
| 4.2 | MITIGAÇÃO DOS EFEITOS DE BORDAS | 78 |

| | | |
|---------|--|------------|
| 4.2.1 | Aspectos de projeto para mitigação dos efeitos de campos externos através da manipulação das dimensões físicas das amostras | 78 |
| 4.2.1.1 | Amostras em formato de lâmina circular | 79 |
| 4.2.1.2 | Amostras cilíndricas | 86 |
| 4.2.2 | Emprego da técnica do anel de guarda | 92 |
| 4.3 | MÉTODO ALTERNATIVO DE ANULAÇÃO DOS EFEITOS DE CAMPOS EXTERNOS EM CAPACITORES CILÍNDRICOS | 94 |
| 4.4 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO | 101 |
| | CAPÍTULO V | 103 |
| 5 | CORREÇÃO ANALÍTICA DE EFEITOS DE BORDAS EM AMOSTRAS DE FORMATO DE LÂMINAS CIRCULARES | 103 |
| 5.1 | CÁLCULO ANALÍTICO PARA A OBTENÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE EFEITO DE BORDAS | 105 |
| 5.1.1 | Correções para amostras do tipo (a) | 108 |
| 5.1.1.1 | Validação através de simulação computacional por método de elementos finitos | 108 |
| 5.1.2 | Correções para amostras do tipo (b) | 111 |
| 5.1.2.1 | Validação através de simulação computacional por método de elementos finitos | 112 |
| 5.1.3 | Correções para amostras do tipo (c) | 115 |
| 5.1.3.1 | Validação através de simulação computacional por método de elementos finitos | 115 |
| 5.2 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO | 118 |
| | CAPÍTULO VI | 119 |
| 6 | INFLUÊNCIA DA RUGOSIDADE DOS MATERIAIS EMPREGADOS | 119 |

| | | |
|-------------------------------|--|------------|
| 6.1 | ERROS CAUSADOS POR ESPAÇOS VAZIOS ENTRE O DIELÉTRICO E OS ELETRODOS | 120 |
| 6.1.1 | Investigação teórica | 121 |
| 6.2 | TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO | 128 |
| 6.2.1 | Preenchimento dos espaços vazios com um segundo dielétrico | 128 |
| 6.2.2 | Preenchimento dos espaços vazios com metais condutores | 129 |
| 6.2.2.1 | Emprego de metais líquidos | 129 |
| 6.2.3 | Considerações finais do capítulo | 131 |
| CAPÍTULO VII | | 133 |
| 7 | DESENVOLVIMENTO DE TÉCNICA PARA MEDIÇÃO DE PERMISSIVIDADE EM ISOLANTES DE FIOS COM SEÇÃO CIRCULAR | 133 |
| 7.1 | DISPOSIÇÕES GERAIS | 134 |
| 7.2 | DESENVOLVIMENTO DE TÉCNICA DE MEDIÇÃO ATRAVÉS DE AMOSTRAS SUBMERSAS EM ÁGUA | 135 |
| 7.2.1 | Não-idealidades e erros associados | 136 |
| 7.2.1.1 | Escalas de medição | 136 |
| 7.2.1.2 | Curvaturas naturais do fio e excentricidades | 137 |
| 7.2.1.3 | Investigação teórica | 138 |
| 7.2.1.4 | Influência dos efeitos de campos externos | 140 |
| 7.2.2 | Projeto | 141 |
| 7.2.2.1 | Controle da tração do fio | 141 |
| 7.2.2.2 | Acoplamento dos eletrodos na formação do capacitor cilíndrico | 143 |
| 7.2.2.3 | Definição do comprimento das amostras | 143 |
| 7.2.2.4 | Equacionamento | 146 |

| | | |
|---------|---|------------|
| 7.3 | DESENVOLVIMENTO DE TÉCNICA DE MEDIÇÃO COM AMOSTRAS SUBMERSAS EM METAL LÍQUIDO | 146 |
| 7.3.1 | Influência dos efeitos de bordas | 147 |
| 7.3.2 | Implementação prática | 148 |
| 7.3.2.1 | Resultados das medições laboratoriais | 152 |
| 7.4 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO . . | 153 |
| | CAPÍTULO VIII | 155 |
| 8 | MEDIÇÃO DA PERMISSIVIDADE DE DIELÉTRICOS EM FORMATO DE LÂMINA | 155 |
| 8.1 | IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO | 156 |
| 8.1.1 | Projeto e implementação do dispositivo de teste . | 156 |
| 8.2 | METODOLOGIA DOS ENSAIOS E RESULTADOS OBTIDOS | 159 |
| 8.3 | VALORES DE REFERÊNCIA | 162 |
| 8.4 | COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS PELO PROTÓTIPO COM OS VALORES DE REFERÊNCIA | 165 |
| 8.5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO . . | 166 |
| | CAPÍTULO IX | 167 |
| 9 | CARACTERIZAÇÃO DE COMPOSITES DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO . | 167 |
| 9.1 | CONCEPÇÃO | 168 |
| 9.1.1 | Testes iniciais | 168 |
| 9.1.2 | Definição da metodologia e instrumentação adequada para as medições | 170 |
| 9.1.2.1 | Formatação das amostras | 171 |
| 9.2 | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO . . | 175 |

CONCLUSÃO 177

REFERÊNCIAS 181

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

“What is true in our intuition and thought? In what sense do our representations correspond to actuality? Philosophy and natural science encounter this problem from two opposite sides, it is a task common to both.”

Hermann von Helmholtz

1.1 HISTÓRICO

Em 1752 circulava pelo meio científico a história de que um senhor havia conseguido capturar um raio, durante uma trovoadas, através de uma pipa ligada a um jarro de vidro. Um feito bastante audacioso, mas nada impossível de se acreditar, visto que naquele tempo muito pouco se sabia da natureza das descargas atmosféricas ou até mesmo da eletricidade. Existia apenas a especulação de que elas seriam similares ao "fogo elétrico"¹, como era chamada a faísca causada pela eletrificação advinda da fricção de dois corpos (eletricidade estática).

Apesar dos aspectos controversos desta história², o experimento em questão, de autoria do cientista, escritor e político Benjamin Franklin, ficou mundialmente conhecido e provou que o fenômeno de luzes e raios que apareciam no céu durante as trovoadas, possuía a mesma natureza da eletricidade. Esta teoria já havia sido levantada por ele em 1749, a partir de testes com condutores esticados em grandes construções verticais da época, levando à invenção do para-raio como dispositivo de proteção (JERNEGAN, 1928).

Em linhas gerais, o experimento de Franklin fora explicado da seguinte maneira: O fio de seda, que segurava a pipa, se tornaria condutor quando embebido em água da chuva, assim possibilitando o deslocamento das cargas do céu até a garrafa. Porém, esta não seria uma garrafa comum, tratava-se de um dispositivo criado seis anos antes por Peter von Musschenbroek, professor da Universidade de Leyden, na Holanda³ e que teria a capacidade de armazenar energia, por motivos até então desconhecidos. A Garrafa de Leyden, como

¹ O termo "fogo elétrico" foi utilizado em diversos trechos de cartas e textos de Benjamin Franklin, citados em (MCADIE, 1924)

² Não se tem certeza das datas ou da metodologia de fato utilizada para a realização do experimento. A história como é contada, leva o leitor a se questionar quanto ao risco e à real possibilidade de que a pipa tivesse conduzido uma descarga atmosférica. O mais provável, é que as cargas transportadas fossem advindas do atrito da pipa com as massas de ar e umidade (MCADIE, 1924)

³ Atualmente, não existe consenso quanto a origem da garrafa de Leyden. O que se pode dizer, é que dois projetos similares foram desenvolvidos simultaneamente. O primeiro, em outubro de 1745, por Dean von Kleist na Alemanha, porém, sem muitas conclusões, e logo em seguida, em janeiro de 1746 por Peter von Musschenbroek, professor da Universidade de Leyden na Holanda, (DUMMER, 1983).

ficou conhecida, foi o precursor do capacitor e era composta por uma garrafa de vidro cheia de água, com um eletrodo interno de bronze, fixado ao centro por uma rolha de cortiça.

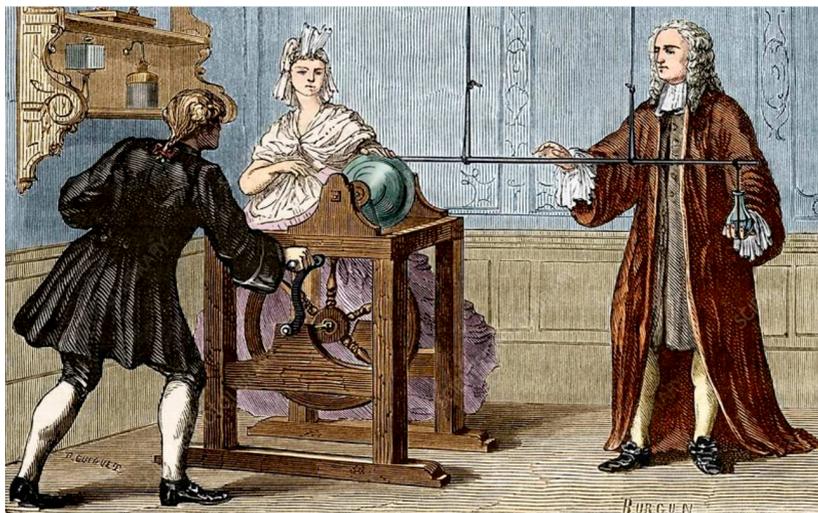
A Figura 1.1 mostra a obra de Georges-Marcel Burgun que ilustra Musschenbroek realizando experimentos com o que posteriormente ficou conhecido como garrafa de Leyden. O experimento em questão, consistia na eletrificação de um cano metálico através do atrito com um globo de vidro rotativo. Ao cano, suspenso por fios de seda, um retilíneo e não muito extenso pedaço de arame de bronze foi conectado. Contam os relatos, que o professor então submergiu parte do eletrodo na água contida no interior de uma garrafa de vidro, que ele mesmo segurava com sua mão direita. Ao encostar no cano com a mão esquerda, Musschenbroek sentiu, o que ele mesmo definiu como um choque de tamanha violência que seu corpo inteiro foi sacudido como se tivesse sido atingido por um raio⁴.

Ocorreu, naquele experimento, que a mão direita do professor serviu como o terra para um capacitor formado pela garrafa de água e o eletrodo interno. Este por sua vez, foi carregado eletricamente pelo gerador através do cano metálico. No momento em que houve o contato com a mão esquerda no cano, um curto-circuito foi fechado, descarregando o capacitor em seu corpo. Entretanto, esta explicação ainda não poderia ser deduzida naquele momento por falta de diversos conceitos, inclusive acerca da própria natureza da eletricidade.

De qualquer modo, este dispositivo foi crucial para que, anos mais tarde, Benjamin Franklin pudesse desenvolver seus estudos. Ao carregar eletricamente um conjunto de garrafas de Leyden através de uma pipa atirando com massas de ar e partículas de água, ele pôde concluir que a eletricidade e as descargas atmosféricas tratavam-se do mesmo fenômeno. Com o avanço da ciência, trazendo uma melhoria progressiva da compreensão dos fenômenos elétricos, principalmente após o surgimento do conceito de dielétricos, tornou-se possível o desenvolvimento de tecnologias cada vez mais sofisticadas para a produção e manipulação de elementos capacitivos.

⁴ Esta descrição, do experimento e da sensação do choque elétrico, foi feita por Musschenbroek em uma carta escrita em janeiro de 1946 (SANFORD, 1921)

Figura 1.1 – Ilustração do experimento de Musschenbroek



Fonte: Ilustração feita entre o final do século 19 e início do século 20 pelo artista Georges-Marcel Burgun.

1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO E OBJETIVO DO TRABALHO

Desde o século passado até os dias atuais a engenharia elétrica avançou bastante na compreensão e no desenvolvimento de tecnologias envolvendo os efeitos capacitivos. No entanto, ainda há muito a se descobrir, principalmente no que tange o estudo e o aprimoramento dos materiais dielétricos. Dentro de um oceano literário, o desenvolvimento da pesquisa relacionada a este tema, costuma depender de uma abordagem experimental, baseada em medições laboratoriais.

Neste Trabalho de Conclusão de Curso, é apresentada uma visão global acerca dos diversos métodos de medição empregados na análise de dielétricos sólidos formatados como elementos capacitivos. Esta pesquisa parte de conceitos teóricos para alcançar objetivos experimentais. Portanto, durante o desenvolvimento do trabalho, se buscou explorar os efeitos das não idealidades enfrentadas nos proce-

dimentos de medição laboratorial, com o objetivo de compreender as limitações de cada método e de apresentar alternativas viáveis.

Após uma profunda revisão bibliográfica, são elaboradas e implementadas metodologias de medição e caracterização para dielétricos em formato de lâmina; para composites de placas de circuito impresso; e para isolantes de fios condutores esmaltados, empregados na bobinagem de máquinas elétricas. O objetivo principal deste trabalho é apresentar soluções técnicas para a medição da permissividade complexa dos materiais dielétricos e elaborar uma ferramenta de projeto das amostras, capaz de auxiliar os novos pesquisadores em suas investigações sobre o tema.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo irá tratar dos conceitos fundamentais do estudo dos dielétricos e suas aplicações em elementos capacitivos. Partindo de uma abordagem teórica e idealizada do tema, serão apresentados nuances do comportamento frente às não-idealidades existentes, para que por fim, se possa estudar o capacitor real. Este por sua vez, será o pilar de sustentação da construção metodológica a ser desenvolvida ao longo deste trabalho.

2.1 DIELÉTRICOS - VISÃO GERAL

São ditos dielétricos os materiais que apresentam alta resistência à passagem de corrente elétrica. Por este motivo, em muitas aplicações eles são chamados de isolantes.

2.1.1 Polarização Dielétrica

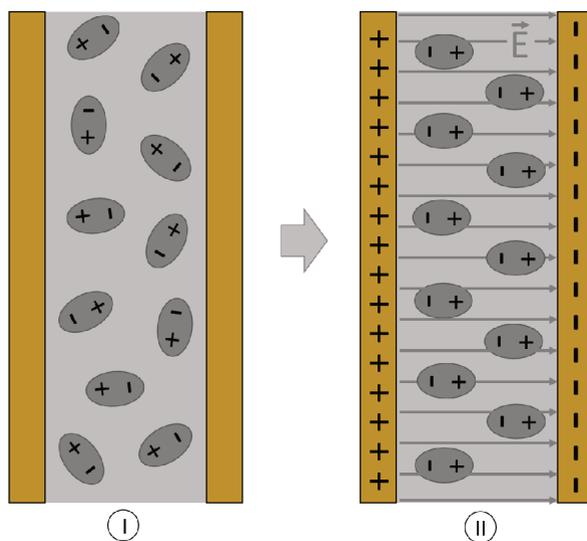
Quando exposto a um campo elétrico, o material dielétrico tem a capacidade de se polarizar. Ou seja, ocorre um deslocamento de cargas elétricas em nível atômico e um alinhamento dos dipolos permanentes em nível molecular. Assim, surge um dipolo induzido que aponta na mesma direção do campo externo, porém em sentido oposto.

A Figura 2.1 mostra este comportamento, onde em (I) o material (em azul) encontra-se sem influências externas. As placas (em dourado) que estão dispostas paralelamente nas duas extremidades, encontram-se descarregadas. Portanto, os dipolos permanentes do material estão orientados aleatoriamente de tal modo, que o campo elétrico resultante tende a ser nulo.

Em (II), um potencial é imposto, carregando as placas, à direita com cargas negativas e à esquerda, positivas. Neste momento, o campo elétrico oriundo das cargas contidas nas placas, induz a polarização do material. O vetor \vec{E} mostrado na Figura 2.1-II representa o valor da subtração do campo elétrico proveniente das placas com o campo resultante dos dipolos induzidos.

Cada material se comporta de maneira particular quando sob a influência de um campo elétrico externo. Isto se deve ao fato

Figura 2.1 – Polarização de um material



Fonte: Elaborado pelo autor

de ser uma característica que depende da estrutura molecular, de sua heterogeneidade, dos átomos que o compõe *et cetera*.

Os mecanismos de polarização possuem características próprias. Por exemplo, um átomo em repouso, ao sofrer a influência de um campo elétrico, tem seus elétrons deslocados e afastados do núcleo com um alinhamento em relação ao campo incidente. Este processo é chamado de polarização eletrônica e leva em torno de $10^{-15}s$ para se estabelecer. Concomitantemente, existe também a chamada polarização dipolar, que depende da movimentação de estruturas moleculares e se estabelecem por uma constante de tempo em torno de $10^{-6}s$. Além destes, existem outros mecanismos de polarização, com distintas constantes de tempo (GOMES, 2008).

Assim sendo, quando um material é exposto a um campo elétrico oscilatório com frequência muito elevada, os efeitos da polarização podem ser gradualmente atenuados. Por exemplo, em 1MHz,

cada semi-ciclo dura $5 \cdot 10^{-7} s$. Deste modo, o sentido do campo se inverte antes mesmo do "alinhamento" completo dos dipolos, limitando a polarização dipolar. Por outro lado, isto não iria interferir na polarização eletrônica até que a frequência avançasse para a ordem de PHz. No limite, pode-se conceber que para uma frequência tendendo ao infinito, o efeito da polarização seria praticamente nulo.

2.1.2 Permissividade Elétrica

A Permissividade Elétrica (ε) é a constante que quantifica a capacidade de polarização dos materiais. Sua unidade é F/m . No vácuo, seu valor é de aproximadamente $8,854187 \cdot 10^{-12} F/m$, representado como ε_0 .

Por questões práticas, é comum que a permissividade elétrica seja expressa como Permissividade Relativa ε_r , em função de ε_0 , conforme mostra a Equação 2.1

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (2.1)$$

2.1.3 Rigidez Dielétrica

Os materiais isolantes, apesar de apresentarem forte oposição a passagem de corrente, não são absolutamente infalíveis nesta tarefa. Existe um limite máximo de campo elétrico a partir do qual não se pode mais garantir a isolamento. Este parâmetro é chamado de Rigidez Dielétrica (V/m). Por exemplo, a rigidez dielétrica do ar é em torno de $3 \cdot 10^6 V/m$, ou seja, são necessários 3000 Volts para romper a isolamento de 1 milímetro de ar.

O conhecimento do valor deste parâmetro é essencial para o emprego dos isolantes na indústria, tanto na manufatura de componentes ou dispositivos elétricos, quanto para a produção dos equipamentos de proteção e segurança. A medição da rigidez dielétrica dos isolantes, de modo geral, é feita através de um ensaio destrutivo, onde o material é colocado sob uma diferença de potencial elétrica (DDP) que é elevada gradualmente até o rompimento da sua isolamento.

2.2 O CAPACITOR IDEAL

Ao analisar a Figura 2.1, pode-se perceber que para a estrutura representada em (II), uma vez estabelecida a alimentação, e conseqüentemente a polarização, enquanto as cargas estiverem presentes nos eletrodos externos, não existem motivos para que o sistema torne ao estado representado em (I). Mesmo que a alimentação seja interrompida, haverá um campo elétrico no interior do material.

Isto pode ser visto como uma energia potencial armazenada, da mesma forma que uma mola em compressão. A Equação 2.2 mostra que a Força Elástica (F_e), dada em Newton, de uma mola comprimida depende da deformação (x), em metros, resultante da tensão mecânica, e de suas características construtivas, como as dimensões e o material, que por sua vez são representadas pela Constante Elástica (k) cuja unidade é o N/m . Uma mola comprimida, estoca energia potencial elástica. Esta, por sua vez, se manifesta por meio de uma força mecânica.

$$F_e = x.k \quad (2.2)$$

Analogamente, a estrutura como foi apresentada, tem a capacidade de estocar energia sob a forma de uma carga (q). Esta relação, conforme mostra a Equação 2.3, é dependente da tensão elétrica (U) e de características construtivas, como as dimensões e o material, que são aglutinadas numa única grandeza, denominada de Capacitância (C), cuja unidade de medida é Farad (F).

$$q = U.C \quad (2.3)$$

A capacitância é uma grandeza que depende da permissividade do material dielétrico e de características construtivas, podendo ser calculada teoricamente.

Ainda, para facilitar a compreensão, uma capacitância qualquer C pode ser dada em função da permissividade relativa do

dielétrico e do valor capacitivo caso este dielétrico fosse vácuo, representado por C_0 . Conforme mostra a Equação 2.4.

$$C = \varepsilon_r \cdot C_0 \quad (2.4)$$

Entre os mais variados tipos de capacitores, por uma questão de aplicabilidade, este trabalho vai focar nos dois de maior relevância prática, o capacitor de placas paralelas e o cilíndrico.

2.2.1 Capacitor de Placas Paralelas

Para equacionar um capacitor composto por duas placas paralelas, carregadas com carga $(+q)$ e $(-q)$, respectivamente, é necessário que se possa calcular o campo elétrico na região dielétrica.

A Equação 2.5 é uma das quatro equações de Maxwell e representa de modo matemático o comportamento divergente do fluxo elétrico originado por uma densidade volumétrica de carga (ρ) (BASTOS, 2008). O vetor \vec{D} representa a densidade de fluxo elétrico e se relaciona com o vetor campo elétrico através da Equação 2.6.

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (2.5)$$

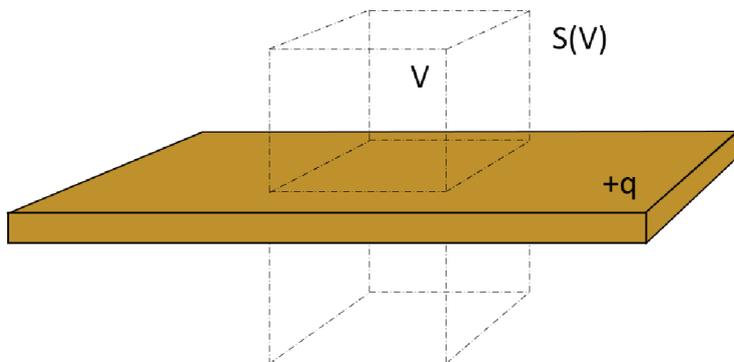
$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (2.6)$$

Considerando uma placa carregada positivamente, delimita-se um volume (V) em seu interior, conforme mostra a Figura 2.2. Aplica-se então, uma integração em volume nos dois lados da Equação (2.5). Assim, através da integral da densidade de cargas mostrada na Equação 2.8, obtém-se o valor da carga contida dentro do volume (q_{int}).

$$\int_V \text{div} \vec{D} \cdot dV = \int_V \rho \cdot dV \quad (2.7)$$

$$\int_V \rho \cdot dV = q_{int} \quad (2.8)$$

Figura 2.2 – Região volumétrica de uma placa carregada positivamente



Fonte: Elaborado pelo autor

Segundo o Teorema de Gauss, a integral do divergente dentro de uma região de volume (V) é igual ao fluxo do campo vetorial que a atravessa. Ao aplicar esta lei, obtém-se a Equação 2.10, onde $S(V)$ é a superfície externa do volume.

$$\int_V \text{div} \vec{D} \cdot dV = q_{int} \quad (2.9)$$

$$\int_{S(V)} \vec{D} \cdot d\vec{S} = q_{int} \quad (2.10)$$

Para simplificar o problema, considera-se uma placa fina, com as área das faces superior e inferior, S_s e S_i , respectivamente, muito maiores que superfícies laterais. Deste modo, os termos relacionados às bordas podem ser desconsiderados na resolução da integral. Como as seções resultantes possuem a mesma área ($S_s = S_i = S$) pode-se escrever:

$$\int_{S(V)} \vec{D} \cdot d\vec{S} = D \cdot (S_s + S_i) = 2 \cdot D \cdot S \quad (2.11)$$

Aplicando a Equação 2.6 na Equação 2.11, tem-se:

$$\int_{S(V)} \vec{D} \cdot d\vec{S} = 2 \cdot \varepsilon \cdot E \cdot S \quad (2.12)$$

Aplicando a Equação 2.12 na Equação 2.10, tem-se:

$$2 \cdot \varepsilon \cdot E \cdot S = q_{int} \quad \text{ou} \quad E = \frac{q_{int}}{2 \cdot \varepsilon \cdot S} \quad (2.13)$$

Ao realizar os cálculos para as duas placas do capacitor, deve-se atentar para o fato de que o vetor campo elétrico diverge da placa carregada positivamente e converge para aquela carregada negativamente. Deste modo, ao aproximá-las a uma distância (d), conforme a Figura 2.3, a região dielétrica de permissividade (ε) sofre influência de dois campos de mesma intensidade, um oriundo da placa superior e outro da inferior. Portanto, o campo elétrico entre as placas é o dobro do valor calculado acima, conforme a Equação 2.14.

$$E = 2 \cdot \frac{q_{int}}{2 \cdot \varepsilon \cdot S} \quad \text{ou} \quad E = \frac{q_{int}}{\varepsilon \cdot S} \quad (2.14)$$

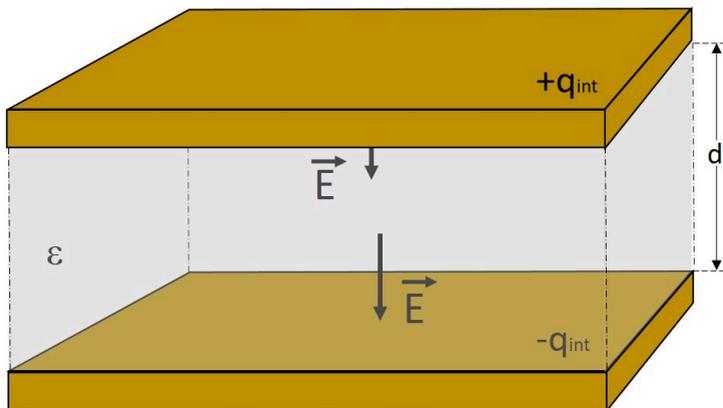
A relação entre E e U se dá através da integral de linha da Equação 2.15. Esta, quando aplicada a duas placas paralelas separadas por uma distância d resulta na Equação 2.17. Deste modo, obtém-se a expressão da Equação 2.19 para a capacitância.

$$U = - \int_{l_1}^{l_2} \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2.15)$$

$$|U| = \int_0^d \vec{E} \cdot d\vec{l} = d \cdot E \quad (2.16)$$

$$E = \frac{|U|}{d} \quad (2.17)$$

Figura 2.3 – Placas paralelas carregadas e separadas por um meio dielétrico



Fonte: Elaborado pelo autor

Aplicando as Equações 2.3 e 2.17 na Equação 2.14, tem-se:

$$\frac{|U|}{d} = \frac{|U|.C}{\epsilon.S} \quad (2.18)$$

$$C = \frac{\epsilon.S}{d} \quad (2.19)$$

2.2.2 Capacitor Cilíndrico

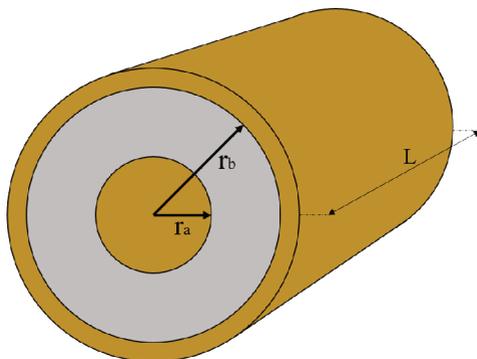
O capacitor cilíndrico de comprimento (L) mostrado na Figura 2.4, tem seus eletrodos, interno de raio r_a e externo r_b , separados por um meio dielétrico. Para um cilindro de comprimento muito maior que seu diâmetro, é possível simplificar o problema, desconsiderando os efeitos de bordas. Deste modo, a definição da espessura dos eletrodos não se faz necessária.

O cálculo da capacitância é obtido através da mesma metodologia aplicada anteriormente, mudando apenas o fato de que,

neste caso, o volume é um cilindro de raio r e de comprimento L . A carga q representa a carga total no condutor interno.

Diferentemente do capacitor de placas paralelas, onde os dois eletrodos exercem influência sobre o campo elétrico no interior do capacitor, para um elemento cilíndrico, o eletrodo externo não oferece qualquer parcela de contribuição para o campo. Isto se dá pelo formato da casca, que resulta na anulação do campo em seu interior. Assim, utilizando um volume cilíndrico na aplicação do teorema de Gauss (da Equação 2.10), obtém-se a Equação 2.21, que exprime o valor do campo elétrico para a estrutura em questão.

Figura 2.4 – Capacitor cilíndrico



Fonte: Elaborado pelo autor

$$\int_{S(V)} \vec{D} \cdot d\vec{S} = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot L \cdot \epsilon \cdot E = q \quad (2.20)$$

$$E = \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot L \cdot \epsilon} \quad (2.21)$$

É importante observar através da Equação 2.21 que o valor do campo elétrico varia conforme a posição radial dentro do capacitor, ou seja, conforme o raio r . Portanto, aplicando a integral de linha

da Equação 2.15 tem-se:

$$U = - \int_{r_a}^{r_b} \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot L \cdot \varepsilon} \cdot dr = - \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot \varepsilon} \cdot (\ln r_b - \ln r_a) \quad (2.22)$$

$$|U| = \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot \varepsilon} \cdot \ln \frac{r_b}{r_a} \quad \text{ou} \quad q = \frac{|U| \cdot 2 \cdot \pi \cdot L \cdot \varepsilon}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \quad (2.23)$$

Finalmente, aplicando a Equação 2.3 na Equação 2.23 e negligenciando o módulo da tensão, por ser apenas uma questão de referência, obtém-se a expressão da capacitância (Equação 2.25) .

$$q = U \cdot C = \frac{U \cdot 2 \cdot \pi \cdot L \cdot \varepsilon}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \quad (2.24)$$

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot L \cdot \varepsilon}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \quad (2.25)$$

2.2.3 Capacitores com múltiplos dielétricos

Para capacitores cujo dielétrico é formado por mais de um material, o equacionamento pode ser feito seguindo a mesma metodologia empregada nos itens anteriores, individualmente, para cada material dielétrico. Ao final, a capacitância resultante é calculada através da associação entre as capacitâncias individuais.

A Figura 2.5 mostra um capacitor com três dielétricos distintos, com permissividades ε_1 , ε_2 e ε_3 , respectivamente. A aplicação da Equação 2.19 leva à obtenção das capacitâncias individuais C_1 , C_2 e C_3 :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{\varepsilon_1 \cdot S_1}{d_1} \\ C_2 = \frac{\varepsilon_2 \cdot S_2}{d_2} \\ C_3 = \frac{\varepsilon_3 \cdot S_3}{d_3} \end{cases} \quad (2.26)$$

O valor da capacitância total da estrutura (C_{eq}) da Figura 2.5 é o resultado da associação em série de C_2 com C_3 e em paralelo com C_1 . Portanto:

$$C_{eq} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} + C_1 \quad (2.27)$$

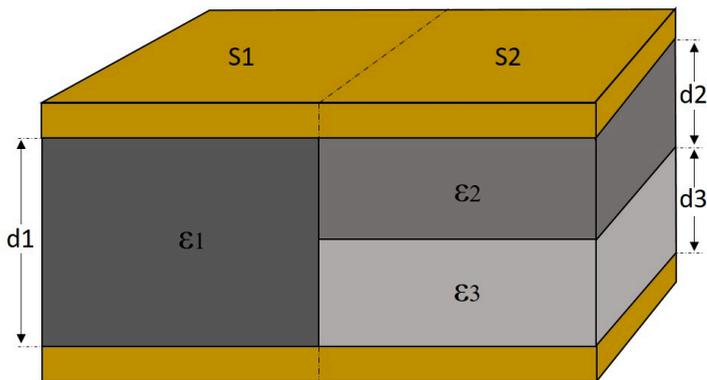
Esta teoria também pode ser aplicada ao capacitor cilíndrico. Por exemplo, dado uma estrutura conforme a da Figura 2.6, obtém-se as capacitâncias individuais C_1 , C_2 e C_3 por meio da Equação 2.25:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot L_1 \cdot \epsilon_1}{\ln \frac{r_c}{r_a}} \\ C_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot L_2 \cdot \epsilon_2}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \\ C_3 = \frac{2 \cdot \pi \cdot L_2 \cdot \epsilon_3}{\ln \frac{r_c}{r_b}} \end{cases} \quad (2.28)$$

Do mesmo modo, o valor da capacitância total da estrutura (C_{eq}) da Figura 2.6 é o resultado da associação em série de C_2 com C_3 e em paralelo com C_1 . Portanto:

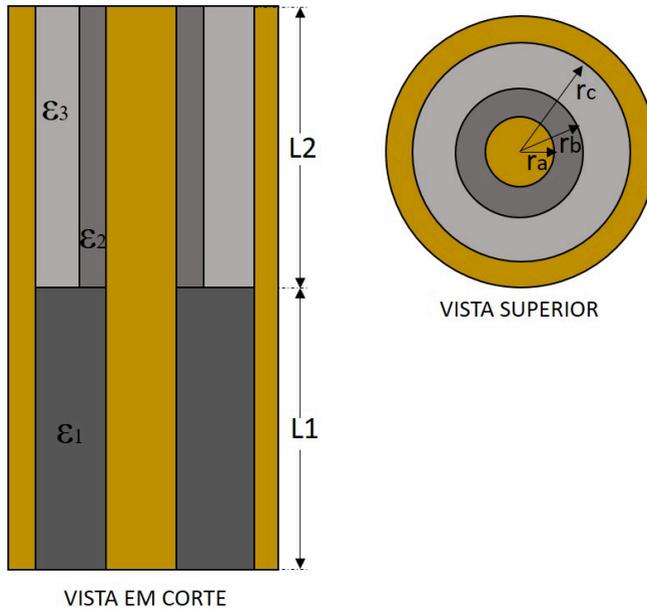
$$C_{eq} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} + C_1 \quad (2.29)$$

Figura 2.5 – Capacitor de placas paralelas com múltiplos dielétricos



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 2.6 – Capacitor cilíndrico com múltiplos dielétricos



Fonte: Elaborado pelo autor

2.3 O CAPACITOR REAL

Os tópicos até então abordados consideraram situações ideais com um sistema sem perdas, desprezando efeitos de bordas. Entretanto, para que se possa estudar um capacitor real, deve-se considerar suas não idealidades.

No decorrer deste trabalho, são abordados diversos aspectos relacionados às não idealidades e às técnicas para o controle de seus efeitos. Como ponto de partida, é importante que se possa representar as perdas energéticas do material através de um modelo.

2.3.1 Modelo Dielétrico de Perdas

Um meio dielétrico qualquer pode ser modelado como um capacitor real. Ou seja, para uma determinada frequência, é representado por uma associação de resistor e capacitor ideais. Assim se obtém uma modelagem que contemple também as características relacionadas às perdas no interior do material.

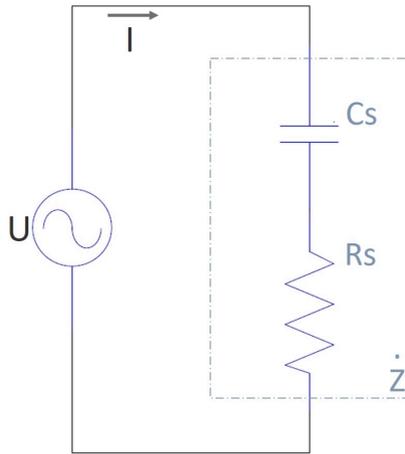
Sob a forma de um circuito equivalente, é comum a associação série entre um capacitor C_s com um resistor R_s , conforme mostra a Figura 2.7. Dependendo do objetivo da análise, pode ser mais vantajosa uma associação em paralelo de um capacitor C_p com um resistor R_p , conforme a Figura 2.8. Vale ressaltar, que tratando-se do mesmo material, ambos os circuitos terão o mesmo valor de impedância equivalente \dot{Z} .

Com o objetivo de facilitar a análise de perdas, introduz-se o conceito coeficiente de dissipação, também chamado de tangente delta ($tg(\delta)$). Este, é um parâmetro invariante entre os circuitos equivalentes série ou paralelo e é definido pela tangente do complemento do ângulo da corrente que atravessa a impedância \dot{Z} do circuito equivalente quando alimentado por uma fonte de tensão senoidal \mathbf{U} com fase em 0° .

Esta relação fica mais clara tomando como base o circuito paralelo da Figura 2.8. A corrente que flui através da impedância \dot{Z} é representada pelo fasor \mathbf{I} . À direita, o diagrama fasorial mostra as correntes \mathbf{I}_R no resistor e \mathbf{I}_C no capacitor, defasadas entre si de 90 graus e δ é o complemento do ângulo do fasor \mathbf{I} . Assim, a tangente delta é obtida conforme a Equação 2.30.

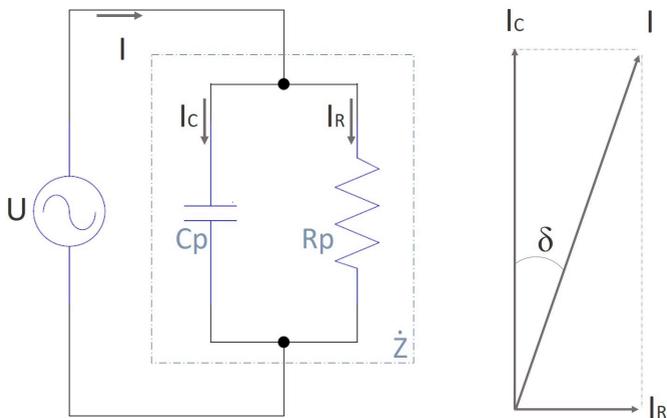
$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{\operatorname{Re}(\mathbf{I})}{\operatorname{Im}(\mathbf{I})} \quad (2.30)$$

Figura 2.7 – Circuito equivalente série



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 2.8 – Circuito equivalente e diagrama fasorial



Fonte: Elaborado pelo autor

2.3.2 Relações importantes entre as representações do modelo

Conforme visto na seção anterior, para uma determinada frequência, os materiais são caracterizados por um modelo baseado em circuito elétrico equivalente. Para um sistema perfeitamente senoidal, a sua representação pode ser feita através de parâmetros distintos, comumente apresentados em pares.

As formas de representação mais presentes na literatura utilizam os seguintes pares de parâmetros: C_s e R_s ; C_p e R_p ; $|\dot{Z}|$ e ϕ ; C_p e $tg(\delta)$, onde:

| | | |
|--------------|---|---|
| C_s | : | Capacitância do circuito equivalente série |
| R_s | : | Resistência do circuito equivalente série |
| C_p | : | Capacitância do circuito equivalente paralelo |
| R_p | : | Resistência do circuito equivalente paralelo |
| $ \dot{Z} $ | : | Módulo da impedância do circuito equivalente |
| ϕ | : | Ângulo da impedância do circuito equivalente |
| $tg(\delta)$ | : | Tangente do ângulo δ |

A escolha da forma de representação mais adequada, depende especificamente de cada aplicação. Durante as investigações, é comum que parte das operações matemáticas sejam resolvidas com maior facilidade ao se representar o sistema com determinado par de parâmetros. Portanto, é necessário fazer a conversão da forma de representação através da equivalência de circuitos. A Tabela 2.1 agrupa as principais relações de conversão.

Tabela 2.1 – Tabela de conversão de parâmetros

| | Conversão | Parâmetros |
|-----|--|---|
| i | $C_p, R_p \rightarrow \dot{Z} , \phi$ | $ \dot{Z} = \frac{R_p}{\sqrt{1+(w.C_p.R_p)^2}}$ $\phi = -\arctg(w.C_p.R_p)$ |
| ii | $C_p, R_p \rightarrow C_s, R_s$ | $C_s = \frac{1+(w.C_p.R_p)^2}{w^2.C_p.R_p^2}$ $R_s = \frac{R_p}{1+(w.C_p.R_p)^2}$ |
| iii | $C_p, R_p \rightarrow C_p, tg(\delta)$ | $tg(\delta) = \frac{1}{w.C_p.R_p}$ |
| iv | $C_s, R_s \rightarrow \dot{Z} , \phi$ | $ \dot{Z} = \sqrt{R_s^2 + \frac{1}{(w.C_s)^2}}$ $\phi = -\arctg\left(\frac{1}{w.C_s.R_s}\right)$ |
| v | $C_s, R_s \rightarrow C_p, R_p$ | $C_p = \frac{C_s}{(w.R_s.C_s)^2+1}$ $R_p = \frac{(w.R_s.C_s)^2+1}{w^2.C_s^2.R_s}$ |
| vi | $C_s, R_s \rightarrow C_p, tg(\delta)$ | $C_p = \frac{C_s}{(w.R_s.C_s)^2+1}$ $tg(\delta) = w.C_s.R_s$ |

| | Conversão | Parâmetros |
|------|---|--|
| vii | $C_p, tg(\delta) \rightarrow \dot{Z} , \phi$ | $ \dot{Z} = \frac{-sen(arctg(tg(\delta)) - \frac{\pi}{2})}{w.C_p}$ $\phi = arctg(tg(\delta)) - \frac{\pi}{2}$ |
| viii | $C_p, tg(\delta) \rightarrow C_s, R_s$ | $C_s = C_p.(tg(\delta)^2 + 1)$ $R_s = \frac{tg(\delta)}{w.C_p.(tg(\delta)^2 + 1)}$ |
| ix | $C_p, tg(\delta) \rightarrow C_p, R_p$ | $R_p = \frac{1}{tg(\delta).w.C_p}$ |
| x | $ \dot{Z} , \phi \rightarrow C_s, R_s$ | $C_s = \frac{-1}{w. \dot{Z} .sen(\phi)}$ $R_s = \frac{ \dot{Z} }{\sqrt{1+(tg(\phi))^2}}$ |
| xi | $ \dot{Z} , \phi \rightarrow C_p, R_p$ | $C_p = \frac{-sen(\phi)}{w. \dot{Z} }$ $R_p = \frac{ \dot{Z} }{cos(\phi)}$ |
| xii | $ \dot{Z} , \phi \rightarrow C_p, tg(\delta)$ | $C_p = \frac{-sen(\phi)}{w. \dot{Z} }$ $tg(\delta) = \frac{-1}{tg(\phi)}$ |
| xiii | $\delta \rightarrow \phi$ | $\delta = \frac{\pi}{2} + \phi$ |

Fonte: Elaborado pelo autor

2.3.3 Permissividade Complexa

De forma alternativa, é possível representar o modelo de um material dielétrico através uma permissividade complexa. Para compreender esta grandeza, é necessário conceber a existência de uma capacitância complexa, capaz de concentrar em si, não apenas a característica capacitiva mas também resistiva.

Partindo do circuito equivalente paralelo, encontra-se uma capacitância complexa, escrita conforme mostra a Equação 2.31, tal que a sua impedância \dot{Z}_c seja igual a impedância do próprio circuito equivalente, \dot{Z} .¹

$$\dot{C} = A + jB \quad (2.31)$$

Encontrando \dot{Z}_c em função das incógnitas A e B , têm-se:

$$\dot{Z}_c = \frac{1}{j \cdot w \cdot \dot{C}} = \frac{1}{j \cdot w \cdot (A + jB)} \quad (2.32)$$

$$\dot{Z}_c = \frac{1}{-w \cdot B + j \cdot w \cdot A} \quad (2.33)$$

Reescrevendo a Equação 2.33 sob a forma polar, têm-se, módulo e ângulo dados por:

$$|\dot{Z}_c| = \frac{1}{\sqrt{(w \cdot A)^2 + (-w \cdot B)^2}}, \quad \phi = -\arctg\left(-\frac{A}{B}\right) \quad (2.34)$$

Através do item i da Tabela 2.1, reescrevem-se os parâmetros do circuito equivalente paralelo como módulo e ângulo da impedância

¹ A impedância de uma capacitância complexa pode ser vista como uma reatância capacitiva complexa ($j\dot{X}_c$).

\dot{Z} em função de C_p e R_p :

$$|\dot{Z}| = \frac{R_p}{\sqrt{1 + (w.C_p.R_p)^2}}, \quad \phi = -\arctg(w.C_p.R_p) \quad (2.35)$$

Para se obter os valores dos coeficientes A e B, igualam-se os módulos e ângulos de \dot{Z}_c e \dot{Z} , através das equações 2.34 e 2.35.

$$\frac{1}{\sqrt{(w.A)^2 + (-w.B)^2}} = \frac{R_p}{\sqrt{1 + (w.C_p.R_p)^2}} \quad (2.36)$$

$$-\arctg\left(-\frac{A}{B}\right) = -\arctg(w.C_p.R_p) \quad (2.37)$$

$$A = C_p, \quad B = -\frac{1}{w.R_p} \quad (2.38)$$

Substituindo as equações 2.38 e 2.4 na Equação 2.31, tem-se:

$$\dot{C} = \varepsilon_r.C_0 - j.\frac{1}{w.R_p} \quad (2.39)$$

Colocando C_0 em evidência, obtém-se:

$$\dot{C} = \left(\varepsilon_r - j.\frac{1}{w.R_p.C_0}\right).C_0 \quad (2.40)$$

Define-se então a permissividade complexa ε_r , tal que se possa escrever a Equação 2.41, com a notação de ε_r' representando sua parte real e ε_r'' , a imaginária.

$$\dot{C} = \varepsilon_r.C_0, \quad \varepsilon_r = \varepsilon_r' - j.\varepsilon_r'' \quad (2.41)$$

Deste modo, tem-se:

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_r, \quad \varepsilon''_r = \frac{1}{w.R_p.C_0} \quad (2.42)$$

É possível ainda, calcular a tangente de perdas através da Equação 2.30. Considerando \dot{C} alimentado por uma fonte de tensão e sujeito à circulação de corrente:

$$\mathbf{I} = \mathbf{U} \cdot (j \cdot w \cdot \dot{C}) = \mathbf{U} \cdot j \cdot w \cdot C_0 \cdot (\varepsilon'_r - j \cdot \varepsilon''_r) \quad (2.43)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{U} \cdot w \cdot C_0 \cdot (j \cdot \varepsilon'_r + \varepsilon''_r) \quad (2.44)$$

Aplicando a Equação 2.44 na Equação 2.30, obtém-se a Equação 2.46.

$$\text{tg}(\delta) = \frac{\text{Re}(\mathbf{I})}{\text{Im}(\mathbf{I})} = \frac{\mathbf{U} \cdot w \cdot C_0 \cdot \varepsilon''_r}{\mathbf{U} \cdot w \cdot C_0 \cdot \varepsilon'_r} \quad (2.45)$$

$$\text{tg}(\delta) = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} \quad (2.46)$$

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram introduzidos os conceitos basilares do estudo dos materiais dielétricos como a polarização, permissividade elétrica e rigidez dielétrica. Foi discutido sobre o capacitor ideal de placas paralelas e cilíndrico, com um ou múltiplos dielétricos.

Foi apresentado o modelo do capacitor real, aplicado na caracterização de materiais dielétricos. Ademais, variadas formas de representação e manipulações algébricas foram desenvolvidas para viabilizar a escolha mais adequada para cada situação prática, conforme será visto nos capítulos seguintes.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

CAPÍTULO 3

MEDIÇÃO DA PERMISSIVIDADE
ATRAVÉS DA FORMATAÇÃO DAS
AMOSTRAS COMO ELEMENTOS
CAPACITIVOS

Inúmeras são as técnicas apresentadas na literatura para a caracterização dos materiais dielétricos. Porém, o presente trabalho abordará apenas os procedimentos que se baseiam na formatação das amostras como capacitores de dimensões conhecidas, para que se possa, a partir de medições laboratoriais, obter analiticamente os parâmetros do modelo do circuito equivalente.

3.1 FORMATAÇÃO DAS AMOSTRAS

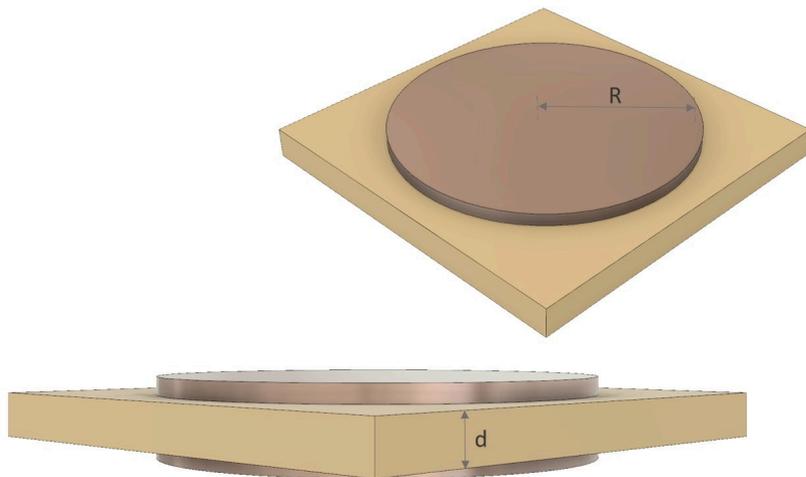
Por uma questão prática, os formatos mais empregados na medição experimental para caracterização de materiais dielétricos são os capacitores de placas paralelas e os cilíndricos. A escolha do tipo de capacitor vai depender da conveniência em função do formato bruto da amostra. Por exemplo, uma folha de papel isolante é mais facilmente formatada como um elemento capacitivo de placas paralelas. Por outro lado, o isolamento de um fio de cobre é mais facilmente adaptável para ser investigado no formato de um capacitor cilíndrico.

3.1.1 Dielétricos Planos em Formato de Lâmina

A formatação de amostras no modelo de capacitor de placas paralelas é largamente empregada pela indústria nos dispositivos de medição de dielétricos sólidos. O motivo principal é sua fácil implementação. Basta apenas que o material seja no formato de lâmina e de espessura regular. Assim, nas duas faces do dielétrico são fixados os eletrodos. Estes por sua vez, são feitos de chapa condutora, com superfície plana e normalmente de formato circular conforme a Figura 3.1.

Uma vez formatada a amostra como um capacitor, são feitas as medições para obtenção experimental dos parâmetros do modelo representativo de um capacitor real, conforme será apresentado na Seção 3.2.

Figura 3.1 – Formação em elemento capacitivo de amostra no formato lâmina



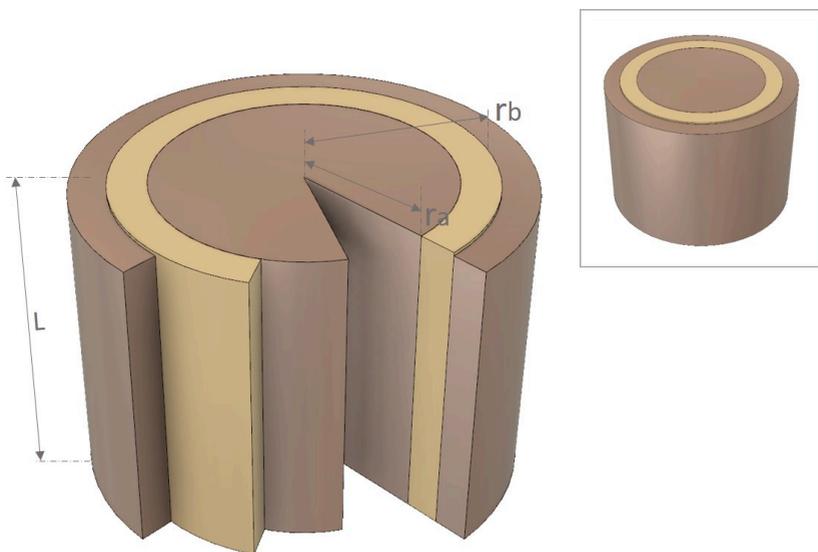
Fonte: Elaborado pelo autor

3.1.2 Dielétricos em formato cilíndrico

Mais comum para gases e líquidos, amostras dielétricas no formato cilíndrico também podem ser empregadas para materiais sólidos quando estes já possuem um formato conveniente, por exemplo, em isolamento de cabos elétricos de seção circular, conforme citado anteriormente.

A técnica consiste em um capacitor com dois eletrodos, um interno e outro externo, separados pelo material dielétrico. A Figura 3.2 mostra as vistas em corte dos eletrodos e do dielétrico, representado na cor amarela.

Figura 3.2 – Modelo capacitivo para dielétricos em formato cilíndrico



Fonte: Elaborado pelo autor

3.2 OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO MODELO DO DIELÉTRICO

A obtenção experimental dos parâmetros do modelo do material pode ser feita através do cálculo da impedância com base em medições de corrente e de tensão. Entretanto, com o grande avanço da área de instrumentação, tem-se disponível também, uma larga gama de equipamentos comerciais focados em análise e medição de impedância, como será abordado com mais detalhes nesta seção.

3.2.1 Medição Direta de Tensão e Corrente

O modo mais elementar para se obter a impedância do circuito equivalente (\hat{Z}) de determinado elemento capacitivo é através da alimentação com uma tensão senoidal \mathbf{U} de modo que circule uma corrente \mathbf{I} que se possa medir.

Apesar de não ser um equipamento muito preciso, é possível realizar as medições com um dispositivo osciloscópio. Através da amostragem da tensão e corrente, obtém-se o valor de pico à pico da tensão V_{pp} , da corrente I_{pp} e a defasagem entre ambos $\phi = \theta_V - \theta_I$, onde θ_V e θ_I são os ângulos dos fasores de tensão e corrente, respectivamente ¹.

Tratando-se de formas de onda senoidais, calculam-se os parâmetros do circuito equivalente paralelo, conforme as equações 3.8 e 3.17. Apresenta-se a seguir as deduções para chegar nas relações de cálculo desdes valores.

Para calcular o valor de R_p , empregam-se as equações 3.1 e 3.4 da potência ativa P .

$$P = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos \phi \quad (3.1)$$

$$P = \left(\frac{V_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}} \right) \cdot \left(\frac{I_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}} \right) \cdot \cos \phi \quad (3.2)$$

$$P = \frac{V_{pp} \cdot I_{pp} \cdot \cos \phi}{8} \quad (3.3)$$

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R_p} \quad (3.4)$$

Substituindo os valores de tensão RMS por valores de pico a pico, tem-se:

$$P = \left(\frac{V_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}} \right) \cdot \left(\frac{V_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}} \right) \cdot \frac{1}{R_p} \quad (3.5)$$

¹ Considerando o sistema com formas de ondas senoidais, o valor RMS de uma medida pode ser obtido analiticamente a partir da divisão do valor de pico a pico por $2 \cdot \sqrt{2}$. Por uma questão prática, é preferível adquirir do osciloscópio o valor de pico a pico ao invés do valor RMS, pois caso contrário, existe a necessidade de manter o nível DC da medição sempre nulo, o que acarreta num possível acréscimo dos erros de medição.

$$P = \frac{V_{pp}^2}{8.R_p} \quad (3.6)$$

Igualando a Equação 3.3 à Equação 3.6, obtém-se:

$$\frac{V_{pp} \cdot I_{pp} \cdot \cos \phi}{8} = \frac{V_{pp}^2}{8.R_p} \quad (3.7)$$

$$R_p = \frac{V_{pp}}{I_{pp} \cdot \cos \phi} \quad (3.8)$$

Para o cálculo do valor de C_p , empregam-se as equações 3.9, 3.12 e 3.13 da energia reativa Q .

$$Q = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \text{sen } \phi \quad (3.9)$$

$$Q = \left(\frac{V_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) \cdot \left(\frac{I_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) \cdot \text{sen } \phi \quad (3.10)$$

$$Q = \frac{V_{pp} \cdot I_{pp} \cdot \text{sen } \phi}{8} \quad (3.11)$$

$$Q = \frac{V_{RMS}^2}{-X_c} \quad (3.12)$$

$$X_c = \frac{1}{w \cdot C_p} \quad (3.13)$$

Aplicando a Equação 3.13 na Equação 3.12 e substituindo os valores de tensão RMS por valores de pico a pico, tem-se:

$$Q = -\left(\frac{V_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) \cdot \left(\frac{V_{pp}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) \cdot w \cdot C_p \quad (3.14)$$

$$Q = -\frac{V_{pp}^2 \cdot w \cdot C_p}{8} \quad (3.15)$$

Igualando a Equação 3.11 com a Equação 3.15, obtém-se:

$$\frac{V_{pp} \cdot I_{pp} \cdot \text{sen } \phi}{8} = -\frac{V_{pp}^2 \cdot w \cdot C_p}{8} \quad (3.16)$$

$$C_p = -\frac{I_{pp} \cdot \text{sen } \phi}{V_{pp} \cdot w} \quad (3.17)$$

Vale lembrar que o ângulo ϕ de uma impedância capacitiva é sempre negativo e de valor absoluto menor que $\frac{\pi}{2}$. Deste modo, na Equação 3.17, o valor do $\text{sen } \phi$ será também negativo, resultando em C_p positivo, visto que a equação carrega o sinal {-}.

Através do equacionamento acima apresentado, foram obtidos os parâmetros C_p e R_p com circuito equivalente paralelo. Portanto, quaisquer mudanças na forma de representação podem ser feitas de acordo com a conveniência aplicando as transformações da Tabela 2.1.

Esta metodologia é relativamente simples de ser empregada pois as medidas dos valores de pico da tensão e da corrente podem ser facilmente obtidas diretamente do osciloscópio, por inspeção visual. No entanto, existem outras metodologias mais elaboradas que podem ser empregadas, por exemplo, obtendo os valores das potências ativa e reativa através amostragem da potência no tempo. Ou então, realizando diretamente as medidas da capacitância e do coeficiente de dissipação através de uma ponte de Schering.

3.2.1.1 Limitações

Devido às limitações das dimensões praticáveis em laboratório, é comum que haja certa dificuldade para se obter elementos com alto valor de capacitância através da formatação das amostras.

Por este motivo, as correntes associadas são relativamente pequenas, o que dificulta a medição e muitas vezes acaba por exigir uma instrumentação sofisticada.

Uma alternativa, é operar com uma frequência mais elevada, o que diminui a reatância capacitiva, aumentando assim o valor da corrente. Entretanto, isto pode atrapalhar significativamente na obtenção das medições pois com o aumento da frequência, são amplificadas também as capacitâncias e indutâncias parasitas nas sondas, conexões *et cetera*.

É possível ainda, aumentar o nível de tensão do ensaio a fim de se obter um valor de corrente mais elevado, tal que seja mais fácil de medir. Porém, deve-se limitar o valor da tensão conforme a rigidez dielétrica de cada amostra, evitando a danificação da mesma, ou da instrumentação empregada.

3.2.2 Dispositivos de análise e medição de impedância

Quando existe a necessidade de se obter medidas mais precisas, ou em faixas mais amplas de frequência, dispositivos específicos podem ser empregados. Dentre a mais variada gama de instrumentação comercial disponível para esta finalidade, destacam-se os medidores RLC e os analisadores de impedância.

De modo geral, ambos os equipamentos realizam as medições similarmente e reproduzem diretamente os valores dos parâmetros representativos, como dos circuitos equivalentes série e paralelo, do coeficiente de dissipação, entre outros. No entanto, enquanto os medidores RLC realizam as medições para valores específicos de frequência² os analisadores de impedância fazem uma varredura³. Ou seja, realizam sucessivas medições de modo que se possa obter o comportamento da impedância em função da frequência.

² São valores comuns de frequência: 100Hz, 1KHz, 100KHz e 200KHz

³ Os analisadores de impedância mais sofisticados possuem faixas de frequência que geralmente vão de 20Hz até 100MHz

3.3 INCERTEZAS DAS MEDIÇÕES

Em medições, independentemente dos equipamentos utilizados, haverá incertezas de medição associadas. Estas podem estar relacionadas a erros sistemáticos que levam os resultados sempre para um mesmo lugar, interferindo assim na exatidão, ou também, podem possuir um caráter aleatório, diretamente relacionado à precisão da medida (TAYLOR, 1997). Saber classificar a natureza dos erros de medição é de extrema importância para o bom desempenho de ensaios laboratoriais pois deste modo é possível buscar meios para mitigar estes desvios.

Quando a mira de um revólver está desalinhada, mesmo que o atirador seja um perito, os disparos não acertarão em cheio o alvo mas serão todos desviados para o mesmo local, caracterizando uma inexatidão de execução. No entanto, se a mira estivesse perfeitamente alinhada, mas o atirador tivesse a mão trêmula, haveria uma imprecisão nos disparos acarretando em desvios aleatórios em torno do alvo.

Em medidas, é possível traçar um paralelo. Supondo que se deseja medir a resistência de um fio de cobre com um multímetro. Após 10 sucessivas medidas do mesmo fio, identificou-se um desvio aleatório em torno de um valor médio. Este fenômeno está relacionado com a precisão da medição e pode ser investigado por métodos estatísticos. Porém, se ao fim deste processo, as duas ponteiros do multímetro fossem encostadas e uma resistência de $0,4\Omega$ fosse medida, significaria que os valores até então obtidos, compreenderiam não apenas à resistência do fio, mas também das ponteiros e do sistema de medição. Ou seja, uma inexatidão que resulta na obtenção de um valor de resistência maior do que realmente é.

3.3.1 Precisão em medições de amostras capacitivas

Como visto anteriormente, a precisão de uma medida está diretamente relacionada com a repetibilidade dos resultados. Ou seja, em idênticas condições, o quão próximos entre si estão os valores obtidos. Em medições de impedância de amostras capacitivas, a precisão está associada às especificações e escalas dos instrumentos

de medição.

De modo geral, medidas com osciloscópios podem ser consideradas imprecisas pois em termos práticos, valores como 3% de erro são relativamente bons, sendo que dependendo da escala, das qualidades das sondas e do tipo de sinal, o erro pode ser ilimitado. Analisadores de impedância e medidores RLC possuem maior precisão, podendo apresentar faixas com variação menor que 0,1%, mas do mesmo modo, diretamente dependente das escalas utilizadas visto que a precisão cai com o aumento da frequência e com a diminuição da capacitância da amostra. Estes são parâmetros que devem ser observados na folha de dados do instrumento antes de qualquer ensaio.

3.3.1.1 Caráter aleatório

As variações causadas por imprecisão de medição possuem caráter aleatório. Portanto, é possível aplicar modelos estatísticos a fim de obter resultados mais satisfatórios.

Tomando N variáveis aleatórias x obtidas através de sucessivas medições, pode-se expressar o conjunto como uma Distribuição Normal centrada no valor médio (\bar{x}) das N medidas, representado pela Figura 3.3.

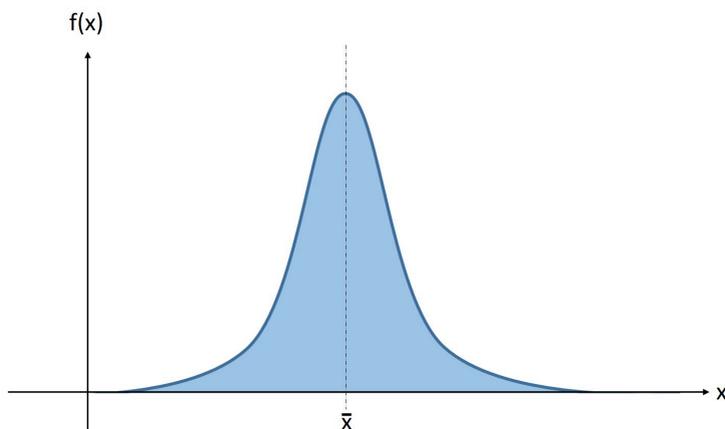
A Distribuição Normal, também conhecida como Distribuição de Gauss, é dada por $f(x)$ conforme a Equação 3.18, função do desvio padrão (σ) que é dado pela Equação 3.19 (TAYLOR, 1997).

$$f(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{(x - \bar{x})^2}{2 \cdot \sigma^2}} \quad (3.18)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum (x - \bar{x})^2} \quad (3.19)$$

O desvio padrão está diretamente ligado a precisão. Quanto maiores forem as variações entre as medidas, maior será o valor de σ . Isto interfere no formato de $f(x)$, que passa a ser mais largo.

Figura 3.3 – Distribuição normal



Fonte: Elaborado pelo autor

Entretanto, \bar{x} tende a não sofrer alteração. Ou seja, se realizadas infinitas medições e considerando uma distribuição normal, não importa a precisão dos instrumentos, o valor médio tenderá a ser isento de erros aleatórios.

Quando se analisa um resultado experimental isoladamente, é importante que seja fornecida uma margem de erro ($\bar{x} \pm \sigma$). Se o objetivo for a obtenção de determinada grandeza, mesmo com instrumentação e metodologia não muito sofisticada, é possível obter resultados satisfatórios, basta que o ensaio seja repetido um número suficientemente grande de vezes.

3.3.2 Exatidão em medições de amostras capacitivas

Capacitâncias parasitas na instrumentação de medição; efeitos de campos externos; espaços vazios entre os eletrodos e o dielétrico, resultantes da rugosidade dos materiais e correntes parasitas na superfície do isolante são exemplos clássicos de fontes de erros sistemáticos em medições de impedância em amostras capacitivas. De modo geral, estes erros quando bem compreendidos podem ser, até cento ponto,

mitigados.

Problemas relacionados à efeitos de campos externos, em alguns casos são irrisórios e negligenciáveis, em outros, podem desviar completamente o resultado das medições. Tudo vai depender da estrutura de formatação das amostras e portanto, este é um aspecto crucial de projeto que deve ser observado. A existência dos campos externos aumentam o valor real da capacitância da amostra. Se este fenômeno não for contemplado no modelo, haverá um erro tal que o valor da permissividade obtida será maior do que realmente é, pois consideraria uma capacitância que na realidade compreende não só a amostra capacitiva mas também às capacitâncias associadas aos campos externos. O capítulo seguinte será dedicado especificamente para a abordagem deste tema.

3.4 OBTENÇÃO DA PERMISSIVIDADE COMPLEXA A PARTIR DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Através das medições laboratoriais são obtidos os parâmetros do circuito equivalente de um capacitor cujas dimensões são conhecidas e o dielétrico é o material que se deseja caracterizar. Adotando a representação por C_p e $\text{tg}(\delta)$, obtém-se o valor da permissividade complexa para as amostras formatadas como capacitores de placas paralelas ou cilíndricas.

3.4.1 Amostras formatadas como um capacitor de placas paralelas

A Equação 2.19 mostra que para um capacitor de placas paralelas, a capacitância medida pode ser escrita em função da permissividade do dielétrico e das dimensões do capacitor. Aplicando a Equação 2.1 na Equação 2.19 e isolando a permissividade relativa, tem-se:

$$\varepsilon_r = \frac{C \cdot d}{S \cdot \varepsilon_0} \quad (3.20)$$

Substituindo o termo S pela seção em função das dimensões do capacitor, tem-se:

$$\varepsilon_r = \frac{C_p \cdot d}{\pi \cdot R^2 \cdot \varepsilon_0} \quad (3.21)$$

Conforme visto na Seção 2.3.3, o valor de ε_r é igual ao termo real de $\dot{\varepsilon}_r$ (denominado ε'_r), enquanto que o termo imaginário (ε''_r) pode ser obtido através da multiplicação deste pela $\text{tg}(\delta)$ (Equação 2.46). Deste modo, tem-se:

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_r, \quad \varepsilon''_r = \text{tg}(\delta) \cdot \varepsilon'_r \quad (3.22)$$

Aplicando a Equação 3.22 na Equação 2.41, obtém-se a permissividade complexa:

$$\dot{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j \cdot \text{tg}(\delta) \cdot \varepsilon_r \quad (3.23)$$

3.4.2 Amostras formatadas como um capacitor cilíndrico

A permissividade complexa para amostras formatadas como capacitores cilíndricos é também obtida através dos termos da Equação 3.23, do mesmo modo como no item anterior. Porém, aqui, o valor de ε_r é calculado a partir do equacionamento do capacitor cilíndrico. Aplicando a Equação 2.1 na Equação 2.25, substituindo os parâmetros e isolando a permissividade relativa, tem-se:

$$\varepsilon_r = \frac{C_p \cdot \ln \frac{r_b}{r_a}}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot \varepsilon_0} \quad (3.24)$$

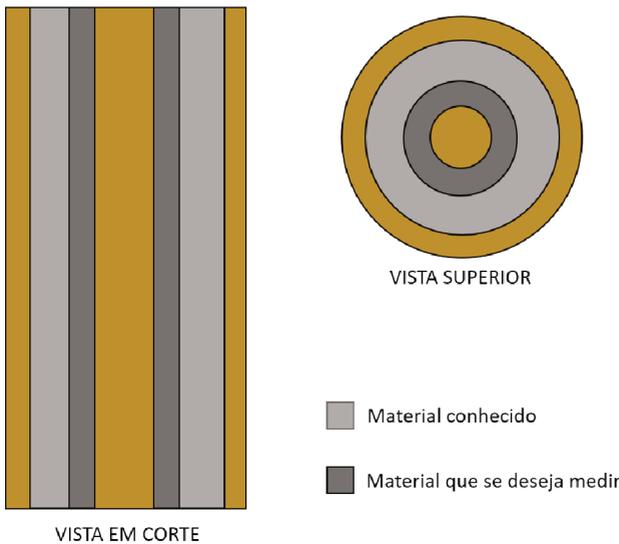
3.4.2.1 Amostras formatadas como um capacitor cilíndrico com um segundo dielétrico conhecido

Algumas aplicações podem exigir estruturas capacitivas onde haja um segundo dielétrico. Por exemplo, quando se busca evitar o contato direto do material dielétrico com os eletrodos, pode-se deixar

um espaço vazio (ar) entre eles e considerar isto no equacionamento. Da mesma forma, este espaço pode ser preenchido com algum outro gás, ou até mesmo um líquido, dependendo das necessidades. O importante é que se conheçam as características deste segundo dielétrico.

A Figura 3.4 mostra um capacitor cilíndrico com dois dielétricos, sendo um deles previamente conhecido. Conforme apresentado no capítulo anterior, este tipo de configuração resulta na associação em série das capacitâncias relativas a cada um dos dielétricos. Para o modelo real, tem-se uma associação em série das impedâncias equivalentes.

Figura 3.4 – Capacitor cilíndrico com um segundo dielétrico conhecido



Fonte: Elaborado pelo autor

Buscando uma simplificação dos cálculos para esta configuração, uma escolha conveniente de representação do modelo é muito importante. Neste caso, toma-se o circuito equivalente série. Os parâmetros obtidos experimentalmente podem ser facilmente convertidos

em C_s e R_s através das relações da Tabela 2.1. Deste modo, sendo C_{1s} e R_{1s} os parâmetros do dielétrico que se deseja descobrir e C_{2s} e R_{2s} do dielétrico conhecido⁴, a associação em série dos circuitos equivalentes permite escrever:

$$R_s = R_{1s} + R_{2s} \quad (3.25)$$

$$C_s = \frac{C_{1s} \cdot C_{2s}}{C_{1s} + C_{2s}} \quad (3.26)$$

Isolando os parâmetros do dielétrico, tem-se:

$$R_{1s} = R_s - R_{2s} \quad (3.27)$$

$$C_{1s} = \frac{C_s \cdot C_{2s}}{C_{2s} - C_s} \quad (3.28)$$

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi resumidamente apresentada a metodologia de obtenção dos parâmetros para a caracterização de materiais dielétricos baseada na formatação das amostras como elementos capacitivos. Foram exploradas também, questões relacionadas à instrumentação e às incertezas das medições.

⁴ A obtenção destes parâmetros é feita também através de medições laboratoriais com amostras de formato equivalente ao dispositivo sob teste. No exemplo da Figura 3.4, o mesmo cilindro com eletrodo interno compreendendo todo o volume em cinza escuro de modo que a estrutura permaneça inalterada em relação ao material conhecido.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

CAPÍTULO 4

INFLUÊNCIAS DE CAPACITÂNCIAS ESPÚRIAS NA MEDIÇÃO

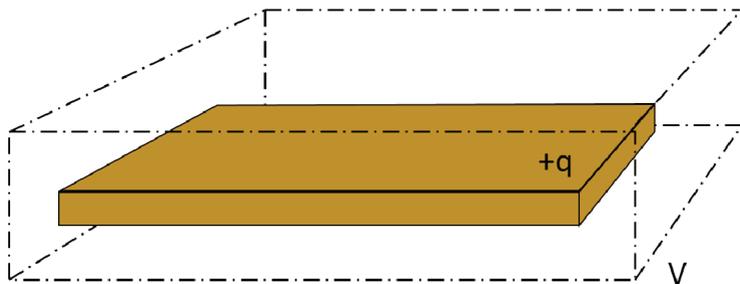
Conforme visto no capítulo anterior, variações que levam os resultados para um mesmo lugar estão relacionadas à exatidão das medidas. Portanto, quando o objetivo é a obtenção dos valores dos parâmetros do dielétrico de uma amostra a partir de um elemento capacitivo, as não idealidades que não são contempladas pelo modelo adotado tornam-se automaticamente fontes de erros sistemáticos.

Este capítulo irá discorrer sobre as demais capacitâncias existentes na amostra que não são contempladas pelo equacionamento do capacitor ideal, aqui referidas como "Capacitâncias Espúrias". Na literatura, os efeitos de campos externos, responsáveis pela maior parcela dos espúrios capacitivos, são comumente chamados de "Efeitos de Bordas".

4.1 CAPACITÂNCIAS ESPÚRIAS

Conforme tratado na Seção 2.2, quando se equaciona um capacitor ideal, pegando como exemplo o de placas paralelas (análogo para o capacitor cilíndrico), toma-se uma chapa muito maior que região volumétrica do dielétrico de modo que se possa desconsiderar a presença das bordas. Porém, para avaliar o comportamento também dos campos externos, deve-se seguir o mesmo raciocínio, mas com uma região volumétrica maior que a placa, conforme a figura 4.1.

Figura 4.1 – Placa carregada positivamente com uma carga $+q$ e inserida em um volume V

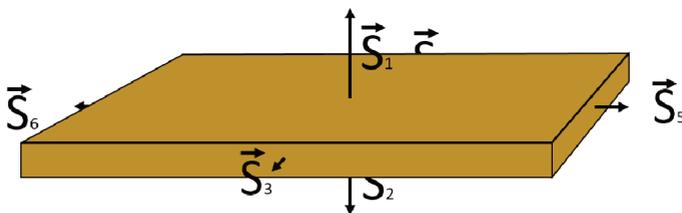


Fonte: Elaborado pelo autor

Diferentemente da situação ideal, as áreas das seções laterais são consideradas no equacionamento, conforme mostra a Figura 4.2. Assim, a resolução da integral do teorema de Gauss terá componentes para todas as faces do volume (Equação 4.1).

$$\int_{S(V)} \vec{D} \cdot d\vec{S} = S_1 \cdot D_1 + S_2 \cdot D_2 + S_3 \cdot D_3 + S_4 \cdot D_4 + S_5 \cdot D_5 + S_6 \cdot D_6 \quad (4.1)$$

Figura 4.2 – Superfícies do volume da placa

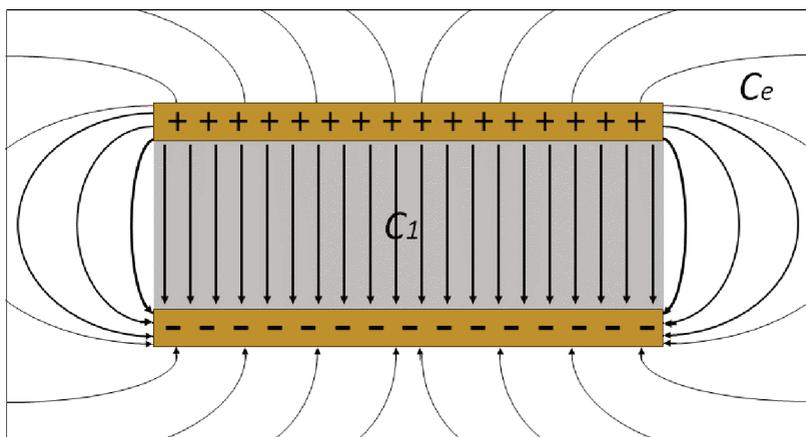


Fonte: Elaborado pelo autor

O resultado da distribuição dos campos é mostrado na Figura 4.3. Para a região dielétrica (representada em cinza), os campos podem ser considerados uniformes e neste caso, C_1 é a capacitância natural do dispositivo, calculada pelo mesmo método teórico apresentado na seção 2.2.1. Externamente, os campos dispersos são responsáveis pelo surgimento de uma capacitância C_e , de valor analiticamente desconhecido. Deste modo, pode-se dizer que as medições laboratoriais trazem sempre consigo uma parcela de espúrios que, sob a perspectiva de um circuito equivalente, podem ser vistos como um segundo capacitor em paralelo com aquele que se deseja medir.

A capacitância C_e pode representar uma série de outras capacitâncias. Por exemplo, quando o dielétrico for maior que os eletrodos, existirá uma parcela da capacitância externa que se relaciona com as linhas atravessando o material isolante e outra das linhas dispersas que se fecham no ar. No entanto, não há motivos para que estas capacitâncias sejam separadas.

Figura 4.3 – Capacitor de placas paralelas real - Linhas de fluxo elétrico



Fonte: Elaborado pelo autor

4.2 MITIGAÇÃO DOS EFEITOS DE BORDAS

Quando uma amostra de material dielétrico é formatada como um elemento capacitivo, a sua capacitância medida é sempre maior que a calculada idealmente. Isto ocorre pelos efeitos de campos externos apresentados anteriormente.

4.2.1 Aspectos de projeto para mitigação dos efeitos de campos externos através da manipulação das dimensões físicas das amostras

Os efeitos causados pelos campos externos podem ser mais ou menos significativos dependendo das dimensões da amostra. Para que se possa mensurar, a Equação 4.2 define o erro percentual do valor da permissividade obtida por determinada medição de capacitância. Este erro é dado pela razão entre a capacitância de bordas (C_e) o valor ideal, aqui chamada de capacitância natural (C_n).

Vale destacar que a existência de capacitâncias externas não caracteriza um erro sistemático do valor capacitância medida. Porém,

quando esta capacitância é usada para a obtenção da permissividade através de um modelo que não compreende a existência de C_e , então, pode-se dizer que tais capacitâncias externas são uma fonte de erro sistemático do valor da permissividade medida.

$$Erro(\%) = 100 \cdot \frac{C_e}{C_n} \quad (4.2)$$

A separação prática de C_e e C_n não é simples. Considerando que a capacitância medida experimentalmente seja C_p , do circuito equivalente paralelo, pode-se escrever a Equação 4.3.

$$C_p = C_n + C_e \quad (4.3)$$

Erroneamente, pode-se pensar que, como C_n é o valor ideal, ele pode ser calculado analiticamente e então subtraído de C_p de modo a obter o valor de C_e . Porém, deve-se lembrar que isto somente seria possível se as medidas fossem feitas com um dielétrico conhecido, pois a resolução do cálculo analítico carece do valor da permissividade do material.

O objetivo desta sub-seção é encontrar parâmetros práticos que auxiliem na formatação das amostras de modo a mensurar o comportamento dos efeitos de campos externos em função das dimensões de projeto. Para isto, simulações computacionais são mais eficientes e rápidas quando em comparação com exaustivos experimentos laboratoriais, pois além de serem mais fáceis de implementar, fornecem resultados que não sofrem influência dos erros de medição associados à instrumentação.

No desenvolvimento deste trabalho, centenas de simulações numéricas computacionais foram realizadas através do software de elementos finitos Ansys Maxwell, com largas faixas de variação dimensionais, cujos resultados podem ser analisados nos itens seguintes.

4.2.1.1 Amostras em formato de lâmina circular

Em capacitores de placas paralelas, o erro causado pelos campos externos está associado principalmente com o raio R e a

espessura t dos eletrodos; com a distância d entre as placas e a permissividade do dielétrico. Através dos gráficos da figuras 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7, pode-se observar o comportamento do erro causado pelos campos externos em função destes quatro parâmetros variando em faixas experimentalmente aplicáveis.

As simulações, realizadas com precisão de $0,05\%$ ¹, buscaram reproduzir a estrutura da Figura 3.1. No entanto, a lâmina quadrada do dielétrico foi substituída por uma em formato circular de raio 1cm maior que o raio dos eletrodos. O valor do erro percentual foi obtido através da Equação 4.2, com C_n calculado analiticamente² (Equação 2.19).

Para que se possam relacionar os resultados entre os gráficos, são tomados como parâmetros de referência: $\varepsilon_r = 2,7$ (*Material: PVC*), $d = 1,0\text{mm}$, $t = 1,0\text{mm}$, $R = 10\text{cm}$. A linha pontilhada de cada gráfico indica seu respectivo ponto de referência.

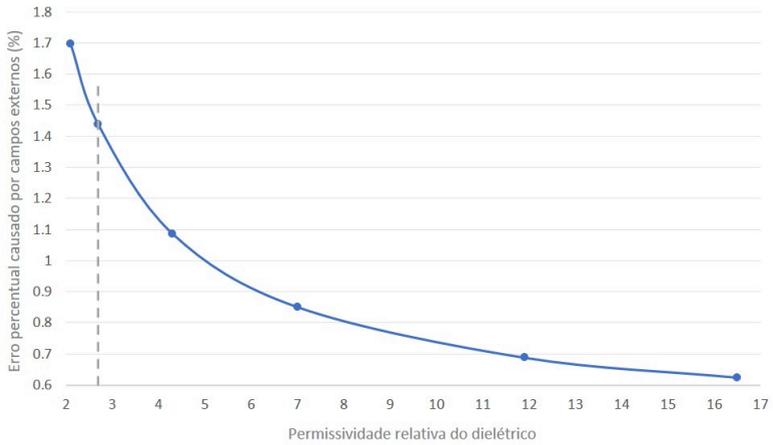
O gráfico da Figura 4.4 mostra o comportamento do erro causado pelos campos externos em função da permissividade relativa do dielétrico. Observa-se que quanto mais próximo for da permissividade relativa do ar, maior é o erro. Este comportamento é esperado, pois o fluxo elétrico tende a ser mais denso em meios de maior permissividade, ou seja, se concentra mais na região ativa (até a fronteira dos eletrodos).

Variações na espessura do dielétrico foram simuladas na faixa de $0,1\text{mm}$ até $3,0\text{mm}$ e foi observado um comportamento próximo do linear quanto ao erro percentual, com sensível diminuição dos desvios para menores espessuras, conforme mostra o gráfico da Figura 4.5. Quando analisa-se a influência da espessura dos eletrodos (Figura 4.6), percebe-se que o erro é expressivamente atenuado para eletrodos de espessura inferior a $1,0\text{mm}$.

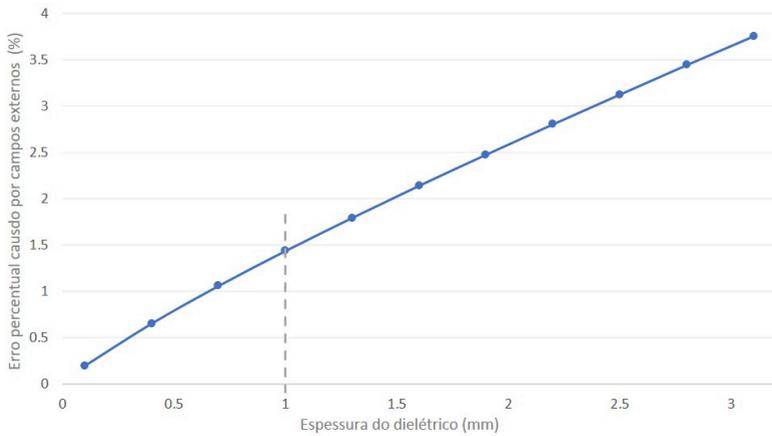
Por fim, o gráfico da Figura 4.7 demonstra que os erros podem

¹ Esta faixa de precisão é um parâmetro de convergência dos cálculos no software Ansys Maxwell.

² Para as simulações computacionais todos os dielétricos são conhecidos, o que possibilita a avaliação dos erros causados pelos campos externos pois o valor da permissividade real do material é fornecido pelo software.

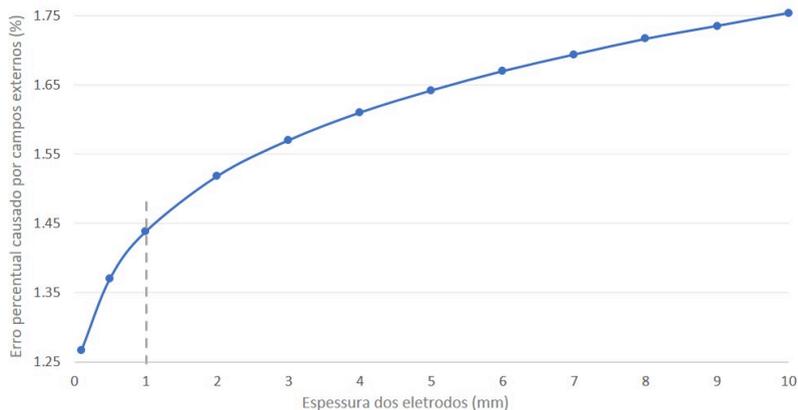
Figura 4.4 – GRÁFICO/Erro percentual em função de ϵ_r 

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.5 – GRÁFICO/Erro percentual em função da espessura (d) do dielétrico

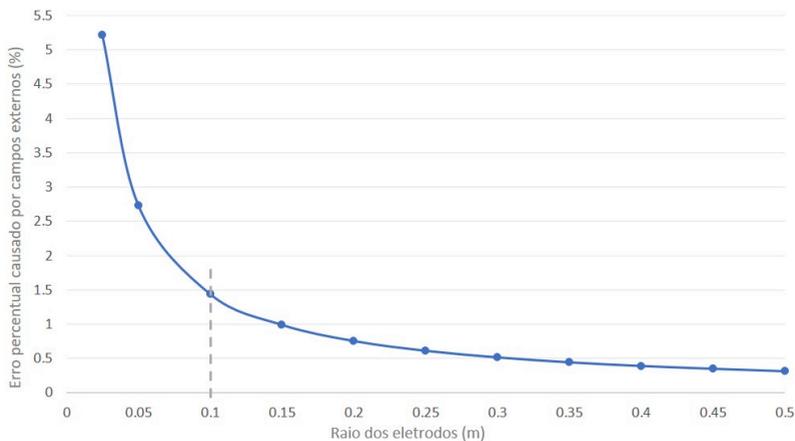
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.6 – GRÁFICO/Erro percentual em função da espessura t



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.7 – GRÁFICO/Erro percentual em função do raio R_a



Fonte: Elaborado pelo autor

ser fortemente mitigados com amostras de diâmetro relativamente grande. No entanto, deve-se atentar para o fato de que a grande maioria dos experimentos laboratoriais utilizam amostras de tamanho reduzido, onde o erro sobe abruptamente.

Um modo efetivo de interpretação dos dados apresentados pode ser aplicado se for considerado uma simplificação tal que cada gráfico possa ser redesenhado para uma distinta configuração de modo que seu formato não mude, mas que ele apenas sofra um deslocamento no eixo das ordenadas (y). A partir disto, torna-se possível estimar o erro para outras configurações.³

Para exemplificar, toma-se um dielétrico com espessura de $1,6\text{mm}$. Da Figura 4.5 tem-se que para $d = 1,6\text{mm}$ o erro percentual é um pouco menor que $2,2\%$. Ou seja, em torno de $0,7$ pontos percentuais acima da referência (ponto cortado pela linha pontilhada). Pode-se então supor que se os demais gráficos fossem refeitos com esta nova referência ao invés de $d = 1,0\text{mm}$, todos os valores de erro estariam deslocados em $0,7$ pontos percentuais a mais.

Supondo que se deseje limitar o erro em $2,0\%$, pelo gráfico da Figura 4.4, identifica-se que é possível então medir materiais com ε_r superior a 3 (onde no eixo y do gráfico se tem $1,3\%$, que quando deslocado vai para $1,3+0,7=2\%$).

Hipoteticamente, se for de conhecimento que o material a ser testado possui uma permissividade superior a $4,0$, por exemplo, um novo deslocamento pode ser aplicado. Neste caso, para $\varepsilon_r=4$ o erro tem diferença da referência em $-0,35$ pontos percentuais.

Ao observar o comportamento em relação a espessura dos eletrodos (Figura 4.6) percebe-se que qualquer valor abaixo de 10mm é aceitável. Toma-se então a referência ($1,0\text{mm}$) para que não haja a necessidade de um novo deslocamento. Por fim, pode-se definir então o menor raio da amostra através da Figura 4.7 sabendo que esta deve ser deslocada em $0,35$ pontos percentuais a mais (referente à soma dos deslocamentos de $0,7\%$ e de $-0,35\%$). Ou seja, para um limite de

³ Apesar de ser uma simplificação grosseira do problema, foi verificado experimentalmente que esta aproximação pode ser aceitável para fins comparativos

erro de 2,0%, R_a deve ser maior que aproximadamente 9cm.

Para expressar analiticamente este processo de obtenção das faixas de parâmetros construtivos das amostras através dos resultados gráficos das simulações apresentadas acima, elabora-se o seguinte algoritmo: Dado qualquer um dos gráficos, define-se a como sendo o valor do parâmetro de projeto apresentado no eixo das abcissas (eixo x); $a\%$ seu respectivo erro percentual no eixo das ordenadas (eixo y); $a'\%$, o erro para o ponto de referência do gráfico (linha pontilhada); e $max\%$ o máximo erro sistemático relacionado aos campos externos desejável. Obtém-se pela Equação 4.4 o parâmetro $max'\%$, que representa o limite máximo de erro na base de referência que quando respeitado, garantirá que o valor estipulado de $max\%$ não será ultrapassado (salvo pequenas variações por conta das aproximações feitas).

$$max'\% = max\% - (a\% - a'\%) \quad (4.4)$$

A aplicação deste algoritmo permite que cada gráfico seja avaliado em função de seus valores de referência, evitando a necessidade de deslocamentos dos dados através da simples alteração do limite de erro aceitável. Para exemplificar, toma-se a mesma situação apresentada no início desta subseção, com um dielétrico de 1,6mm de espessura e erro máximo estimado de 2,0%. Começando pelo gráfico da Figura 4.5, são obtidos os seguintes termos:

$$\begin{aligned} max\% &= 2,0\% \\ a &= 1,6\text{mm} \\ a\% &= 2,2\% \\ a'\% &= 1,5\% \end{aligned}$$

Aplicando a Equação 4.4 tem-se:

$$max'\% = 2,0\% - (2,2\% - 1,5\%) = 1,3\% \quad (4.5)$$

Através do resultado de $max'\%$, obtido pela Equação 4.5, é possível de se obter outro parâmetro avaliando diretamente seu

respectivo gráfico. Deste modo, aplica-se novamente o algoritmo, utilizando o índice "2" para indicar a segunda interação e portanto, com $max\%_2 = 1,3\%$ para descobrir o novo valor de $max'\%_2$. O procedimento é realizado sucessivamente, até que sejam definidos todos os parâmetros de projeto da amostra. Seguindo o exemplo, analisa-se a permissividade do material através do gráfico da Figura 4.4. Sabendo que o dielétrico tem permissividade relativa superior a 4,0 tem-se:

$$\begin{aligned} max\%_2 &= 1,3\% \\ a_2 &= 4,0 \\ a\%_2 &= 1,1\% \\ a'\%_2 &= 1,45\% \end{aligned}$$

$$max'\%_2 = 1,3 - (1,1 - 1,45) = 1,65\% \quad (4.6)$$

Analogamente, para o gráfico da Figura 4.6, que avalia o erro em função da espessura dos eletrodos t , escolhendo $t = 1,0mm$, tem-se:

$$\begin{aligned} max\%_3 &= 1,65\% \\ a_3 &= 1,0mm \\ a\%_3 &= 1,45\% \\ a'\%_3 &= 1,45\% \end{aligned}$$

$$max'\%_3 = 1,65 - (1,45 - 1,45) = 1,65\% \quad (4.7)$$

Assim, com o resultado da Equação 4.7, é possível definir o valor mínimo do raio da amostra utilizando o gráfico da Figura 4.7, que para $max'\%_3 = 1,65\%$ é de aproximadamente $9,0cm$. Isto significa que, adotando os parâmetros de espessura do dielétrico d menor que $1,6mm$, de espessura dos eletrodos t menor que $1,0mm$, de permissividade relativa do dielétrico ϵ_r maior que 4,0 e para

amostras de raio superior a 9,0cm os erros causados pelos campos externos não serão consideravelmente superiores a 2,0%.⁴

4.2.1.2 Amostras cilíndricas

Em capacitores cilíndricos, o erro causado pelos campos externos está associado principalmente às relações entre o comprimento (L) da amostras, o raio do eletrodo interno (r_a) e a espessura do dielétrico ($r_b - r_a$) representada por t_d . Apesar de também dependerem da espessura do eletrodo externo (t_e), os valores dos erros obtidos nas simulações para $t_e = 0,1mm$, $t_e = 1,0mm$ e $t_e = 10mm$ não apresentaram variação considerável e portanto, decidiu-se desprezar esta variável para simplificar a análise. De qualquer modo, sabe-se que quanto mais fino for o eletrodo externo, menor será a sua influência. Assim sendo, a análise feita no presente trabalho não abrange as situações onde o eletrodo externo possui uma espessura superior a 10mm.⁵

As simulações foram realizadas com precisão de 0,01%. O valor do erro percentual foi obtido através da Equação 4.2, com C_n calculado analiticamente (Equação 2.25). Do mesmo modo como feito no item anterior, foram definidos valores de referência para possibilitar a conexão entre os gráficos, são eles: $\varepsilon_r = 2,7$, $L = 0,4m$ e $r_a = 2,5mm$.

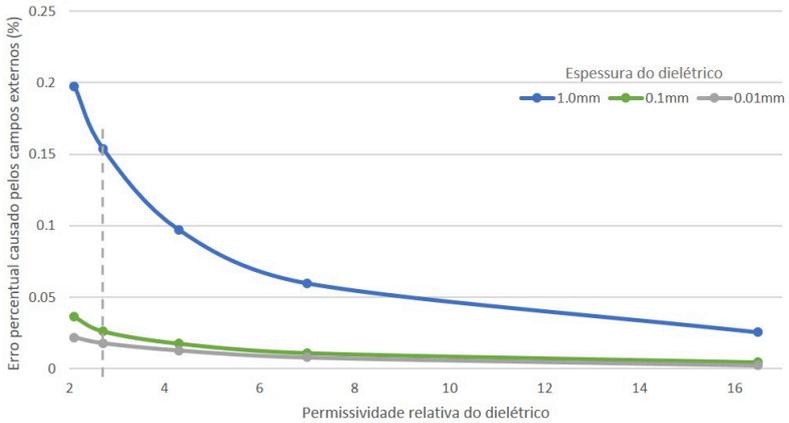
Diferentemente da seção anterior, aqui há uma diferenciação entre dielétricos finos, de 0,01mm a 1,0mm e espessos, de 1,0mm a 30mm. A separação destas categorias é fundamental para o desenvolvimento dos próximos capítulos. Assim, serão apresentados os resultados dos erros em função do comprimento, raio e permissividade, para cinco valores diferentes de espessura, conforme mostram

⁴ Este exemplo em específico foi simulado numericamente e o erro causado pelos campos externos foi de 1,99%. Apesar de ter sido bastante próximo do valor de $max\%$, poderia ter sido qualquer valor abaixo disto ou até mesmo ligeiramente superior, visto que as avaliações gráficas pressupõem uma série de arredondamentos sujeitos a erros e que não é absolutamente verdadeiro que quando alterados os parâmetros, os gráficos sejam apenas deslocados, sem mudanças no formato

⁵ As simulações apresentadas nesta seção, utilizaram um eletrodo externo de espessura igual a 1,0mm, no entanto, verificou-se que as medidas não apresentaram significativa variação quando comparadas com amostras de maior espessura, até 10mm.

os gráficos das figuras 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13.

Figura 4.8 – GRÁFICO/Erro percentual em função de ϵ_r - Dielétricos finos)



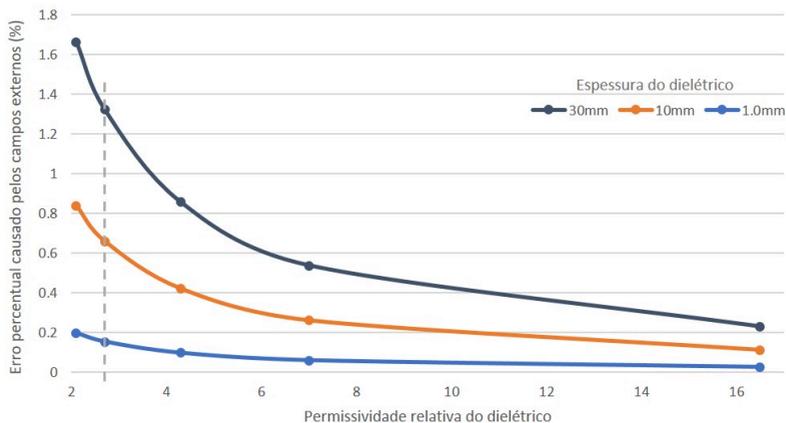
Fonte: Elaborado pelo autor

Similarmente ao que foi visto para amostras planas, o erro percentual diminuiu com o aumento da permissividade relativa do dielétrico, como pode-se observar nos gráficos das figuras 4.8 e 4.9.

Para capacitores cilíndricos, a região de bordas costuma ser inferior em relação aos capacitores de placas paralelas, se comparados para um mesmo valor de capacitância. Isto, porque é possível aumentar a área do capacitor cilíndrico através do aumento do comprimento L , mantendo as bordas praticamente inalteradas, enquanto que para o capacitor de placas paralelas, para se aumentar a área, obrigatoriamente se aumenta o raio da amostra e conseqüentemente a região de bordas. Por este motivo, aqui as amostras foram simuladas com raios do eletrodo interno inferiores a 10mm , conforme os gráficos das figuras 4.10 e 4.11.

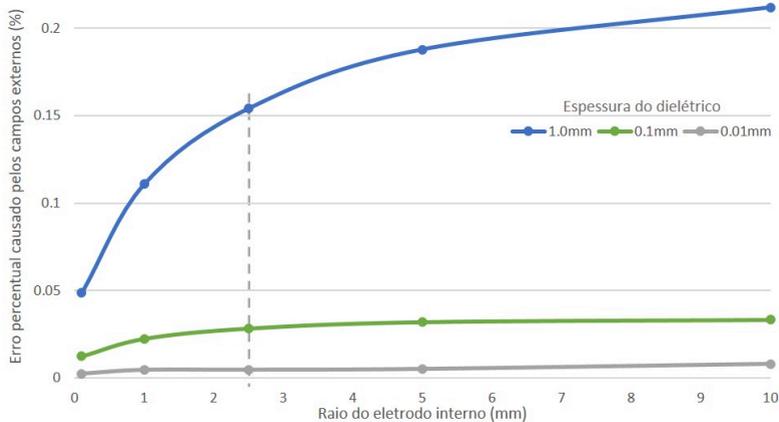
Os gráficos das figuras 4.12 e 4.13 mostram que quanto mais longas forem as amostras, menor será o erro, exatamente pelo motivo

Figura 4.9 – GRÁFICO/Erro percentual em função de ϵ_r - Dielétricos espessos)



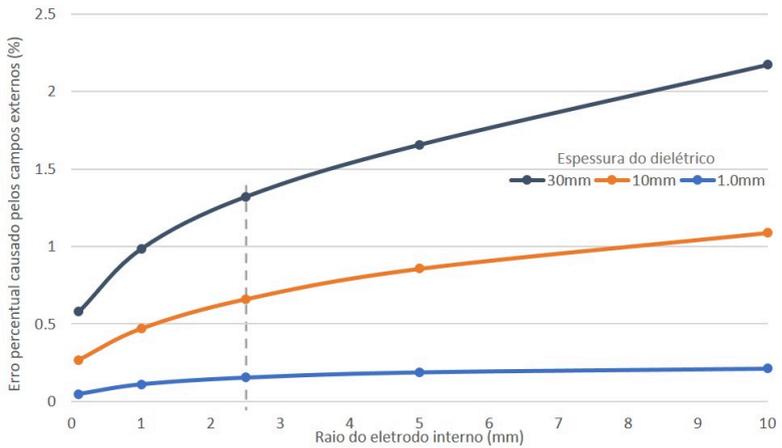
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.10 – GRÁFICO/Erro percentual em função do raio r_a - Dielétricos finos)



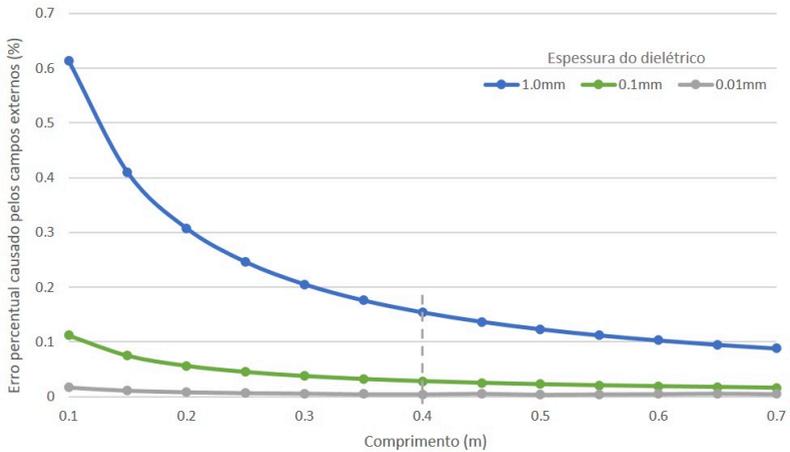
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.11 – GRÁFICO/Erro percentual em função do raio r_a - Dielétricos espessos)



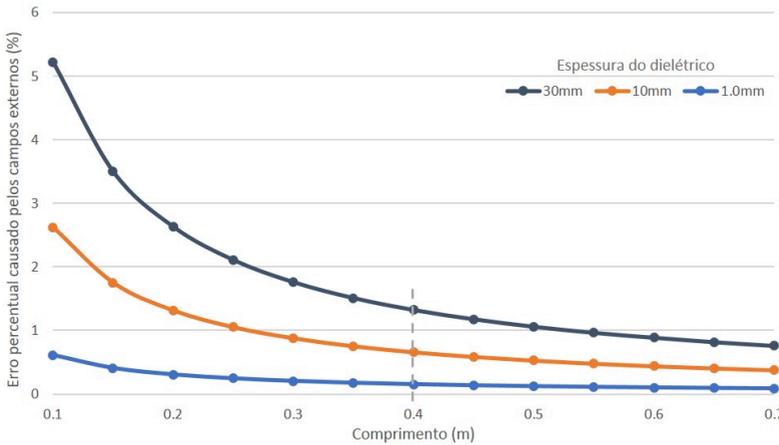
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.12 – GRÁFICO/Erro percentual em função do comprimento L - Dielétricos finos)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.13 – GRÁFICO/Erro percentual em função do comprimento L - Dielétricos espessos)



Fonte: Elaborado pelo autor

apontado no parágrafo anterior. Com o aumento do comprimento, existe um aumento linear do valor de C_n , enquanto que C_e muda muito pouco proporcionalmente

Através dos gráficos apresentados torna-se mais fácil deliberar acerca da negligenciabilidade dos efeitos de bordas em determinadas medições. De modo geral, deve-se considerar que os erros de medição vão depender da metodologia aplicada, conforme mostrado nos capítulos anteriores. Mesmo se for tomado como exemplo um caso prático otimizado, com medições feitas através de um analisador de impedâncias preciso e considerando também uma boa precisão nas medições das espessuras, é muito difícil de se obter um erro menor que 0,5%. Portanto, deve-se identificar para cada situação qual o limite de erro sistemático que se está disposto a adicionar em função dos efeitos de bordas e procurar formatar a amostra da maneira mais oportuna possível.

Vale ressaltar, que a mesma metodologia de análise gráfica

apresentada na seção anterior, é aplicável aqui. Por exemplo, para um dielétrico de espessura igual ou inferior a 1,0mm com permissividade relativa superior a 4,0. Supõe-se que o máximo erro sistemático aceitável seja de 0,15%. Iniciando a análise pela questão de permissividade relativa através do gráfico da Figura 4.8 e aplicando a Equação 4.4, têm-se:

$$\begin{aligned} \max\% &= 0,15\% \\ a &= 4,0 \\ a\% &= 0,1\% \\ a'\% &= 0,15\% \end{aligned}$$

$$\max'\% = 0,15 - (0,1 - 0,15) = 0,2\% \quad (4.8)$$

Aplicando o novo limite para definir o raio da amostra, utiliza-se o gráfico da Figura 4.10. Deste modo, é possível que seja empregado qualquer raio inferior a 7,5mm. Escolhendo 5,0mm, a fim de prosseguir com a exemplificação, têm-se a segunda interação do algoritmo:

$$\begin{aligned} \max\%_2 &= 0,2\% \\ a_2 &= 5,0 \\ a\%_2 &= 0,18\% \\ a'\%_2 &= 0,15\% \end{aligned}$$

$$\max'\%_2 = 0,2 - (0,18 - 0,15) = 0,17\% \quad (4.9)$$

Por fim, para definir o comprimento da amostra, utiliza-se o valor de $\max'\%_2 = 0,17\%$ no gráfico da Figura 4.12. Em resumo, para manter o limite de erro sistemático inferior a 0,15%, o dielétrico deve ter espessura até 1,0mm, a permissividade ε_r deve ser maior que 4,0, o raio do eletrodo interno r_a deve ser inferior a 5,0mm e o comprimento L deve ser superior a 35cm. ⁶

⁶ Este exemplo foi simulado numericamente nos limites definidos, apresentando um erro causado pelos campos externos de 0,145%, conforme desejado

4.2.2 Emprego da técnica do anel de guarda

Em situações onde não se pode mitigar os efeitos de campos externos através da manipulação das dimensões, emprega-se uma técnica que consiste na criação de amostras que permitam a separação das medições da capacitância natural e da capacitância relativa aos campos externos. Isto é feito através da inserção de uma descontinuidade na borda, conforme será visto a seguir.

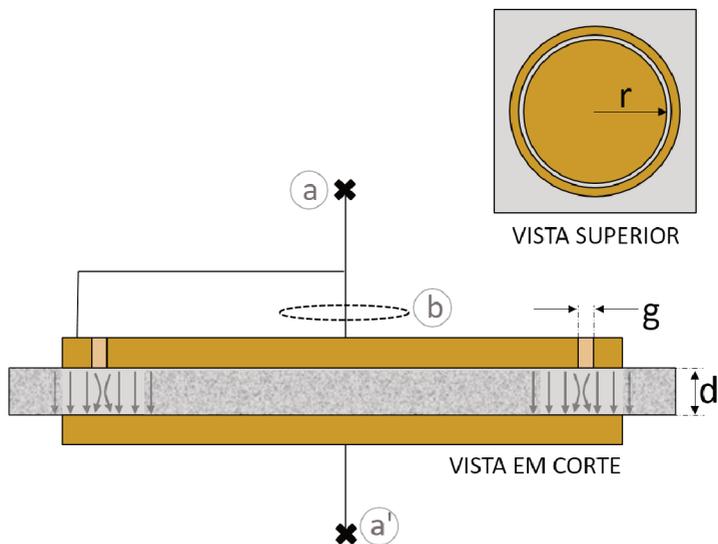
A Figura 4.14 ilustra a implementação desta técnica em um modelo capacitivo de placas paralelas. É feito um corte circular na placa superior, separando o eletrodo de raio (r) do chamado Anel de Guarda, por uma distância radial (g). Tanto o eletrodo superior, quanto o anel de guarda, estão no mesmo potencial, alimentados por uma fonte de tensão nos terminais a e a' . No entanto, a medição de corrente é feita no ponto b de modo que a impedância medida será referente apenas à região interna, que por sua vez possui seus efeitos de bordas mitigados, visto que estes passaram a se concentrar na parcela associada ao anel de guarda.

O corte radial, também chamado de "gap", deve ser suficientemente estreito de modo que as linhas dos campos de bordas entre o eletrodo superior e o anel de guarda tenham o menor espraio possível, conforme é mostrado na figura.

As medidas realizadas neste formato resultam nos valores dos parâmetros do capacitor de raio r . Aqui o valor da capacitância medida é equivalente a capacitância natural representada por C_1 na Figura 4.3 e tanto as capacitâncias do anel de guarda, quando os efeitos de suas bordas externas, estão contidas em C_e e podem ser descartadas no método experimental (Von Hippel, 1954).

Ao se aplicar a teoria do capacitor de placas paralelas para obter os parâmetros do material, deve-se reparar que devido ao gap, existe a necessidade de se definir a área efetiva a ser utilizada nos cálculos. Intuitivamente, pode-se pensar que uma boa aproximação para o raio efetivo (r_e) seria: $r + \frac{g}{2}$. Porém, mesmo que mitigado o efeito da curvatura das linhas de campo, ele ainda estará presente e causará uma diminuição adicional do raio efetivo (LAURITZEN,

Figura 4.14 – Capacitor de placas paralelas com anel de guarda



Fonte: Elaborado pelo autor

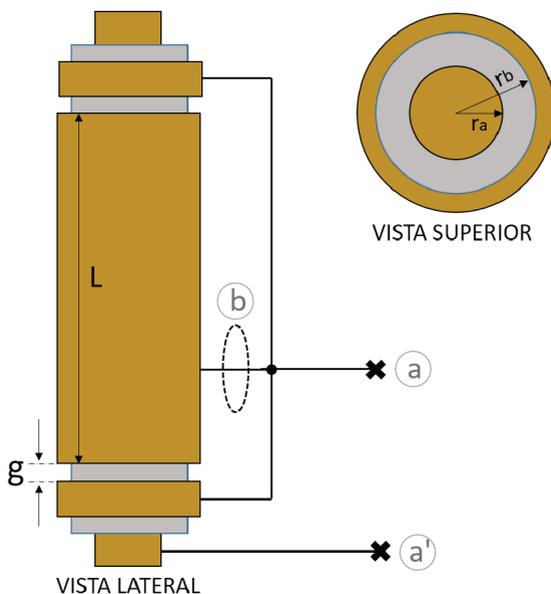
1963). Dependendo da configuração, esta estimativa simplificada poderia trazer erros aos resultados. Então, são empregadas as equações 4.10 e 4.11 através das quais se obtém o raio efetivo em função do gap (g) e da distancia entre as placas (d) (Von Hippell, 1954).

$$r_e = r + \frac{g}{2} - u \quad (4.10)$$

$$\frac{u}{d} = \frac{2}{\pi} \cdot \ln \cosh\left(\frac{\pi \cdot g}{4 \cdot d}\right) \quad (4.11)$$

A técnica de anéis de guarda também pode ser aplicada em capacitores cilíndricos. O procedimento é semelhante, conforme o diagrama da Figura 4.15. Neste caso, uma aproximação para o comprimento efetivo como $L_e = L + g$ é aceitável, pois a área do capacitor cilíndrico se altera linearmente em função de L , enquanto para o formato de placas paralelas, sofre influência de r^2 .

Figura 4.15 – Capacitor cilíndrico com anel de guarda



Fonte: Elaborado pelo autor

4.3 MÉTODO ALTERNATIVO DE ANULAÇÃO DOS EFEITOS DE CAMPOS EXTERNOS EM CAPACITORES CILÍNDRICOS

Em algumas situações, a aplicação da técnica do anel de guarda é inviável por sua difícil implementação mecânica e pela necessidade de ter uma instrumentação capaz de realizar as medições de tensão e corrente em canais separados.

Conforme demonstrado anteriormente, sob o ponto de vista da mitigação de efeitos de bordas, amostras em formato de capacitores cilíndricos possuem uma vantagem: ao se aumentar o comprimento (L) existe um aumento linear da capacitância natural enquanto que os efeitos de campos externos crescem em menor proporção⁷.

⁷ Os espúrios capacitivos se concentram nas regiões próximas às bordas dos eletrodos, pois esta é a região externa com maior intensidade de campo elétrico

Deste modo, ao se aumentar o comprimento de uma amostra, a mudança das capacitâncias relacionadas aos campos externos será relativamente pequena em relação ao aumento de sua capacitância natural. Esta característica possibilita que seja feita a anulação dos efeitos de bordas através da realização de ensaios com capacitores de comprimentos distintos.

Dadas duas amostras A e B , formatadas como capacitores cilíndricos de mesmos parâmetros, porém com comprimentos distintos L_A e L_B , cujas capacitâncias do circuito equivalente paralelo C_{pA} e C_{pB} e coeficientes de dissipação $\text{tg}(\delta_A)$ e $\text{tg}(\delta_B)$ são obtidos em laboratório. Deste modo, se os cilindros possuírem dimensões tais que não haja variação considerável dos efeitos de campos externos, haverá uma mesma capacitância C_e em ambas as amostras. Da Equação 4.3 para a representação do circuito equivalente em paralelo, pode-se escrever as equações 4.12 e 4.13.

$$C_{pA} = C_{nA} + C_e \quad (4.12)$$

$$C_{pB} = C_{nB} + C_e \quad (4.13)$$

Assim sendo, as relações acima apresentadas levam ao raciocínio de que a subtração de C_{pA} por C_{pB} resultam na anulação de C_e , conforme a Equação 4.14. Então, a permissividade real pode ser calculada sem influência dos erros associados aos campos externos.

$$C_{pA} - C_{pB} = C_{nA} - C_{nB} \quad (4.14)$$

Aplicando a Equação 2.25 na Equação 4.14, têm-se:

$$C_{pA} - C_{pB} = \varepsilon_r \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot L_A \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{r_b}{r_a}} - \varepsilon_r \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot L_B \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{r_b}{r_a}} \quad (4.15)$$

$$\varepsilon_r = \frac{C_{pA} - C_{pB}}{L_A - L_B} \cdot \frac{\ln \frac{r_b}{r_a}}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0} \quad (4.16)$$

No entanto, para que se possa calcular a permissividade complexa, deve-se considerar o circuito equivalente composto por capacitor e resistor, o que complica substancialmente a análise.

Na situação anterior, o sistema de equações foi facilmente resolvido pois as capacitâncias naturais são diretamente relacionadas entre si através dos comprimentos por meio da Equação 2.25, de modo que::

$$\frac{C_{nA}}{C_{nB}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot L_A \cdot \varepsilon}{\ln\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} \quad (4.17)$$

$$\frac{C_{nA}}{C_{nB}} = \frac{L_A}{L_B} \quad (4.18)$$

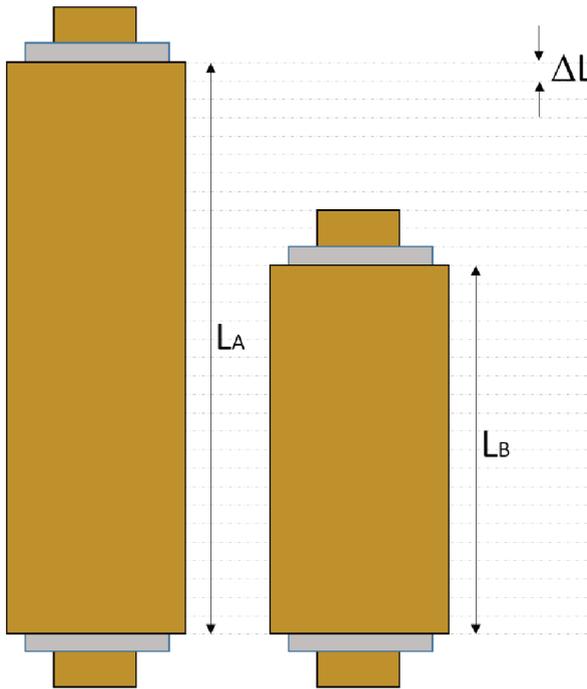
Portanto, deve-se encontrar também uma relação para as resistências R_{nA} e R_{nB} do circuito equivalente paralelo.

A Figura 4.16 mostra os dois capacitores cilíndricos em questão. Considera-se, que cada um deles seja composto de pequenas unidades de mesmo comprimento ΔL tal que hajam os números inteiros (n_A e n_b) que satisfaçam as equações 4.19 e 4.20.

$$L_A = n_A \cdot \Delta L \quad (4.19)$$

$$L_B = n_B \cdot \Delta L \quad (4.20)$$

Figura 4.16 – Capacitores cilíndricos de mesmos parâmetros porém com comprimentos diferentes



Fonte: Elaborado pelo autor

Esta relação divide, respectivamente, os capacitores A e B em n_A e n_B unidades capacitivas associadas em paralelo. Como o circuito equivalente adotado é o de capacitor e resistor em paralelo, cada unidade de comprimento ΔL possuirá uma resistência $R_{p\Delta}$. Assim sendo, para cada capacitor, a resistência equivalente medida (R_p) será o resultado da associação em paralelo dos n resistores $R_{p\Delta}$ com o resistor R_e que representa a parcela devido aos campos externos. Fazendo isto, têm-se:

$$R_{pA} = \frac{R_e \cdot \frac{R_{p\Delta}}{n_A}}{R_e + \frac{R_{p\Delta}}{n_A}} \quad (4.21)$$

$$R_{p\Delta} = \frac{R_{pA} \cdot R_e \cdot n_A}{R_e - R_{pA}} \quad (4.22)$$

$$R_{pB} = \frac{R_e \cdot \frac{R_{p\Delta}}{n_B}}{R_e + \frac{R_{p\Delta}}{n_B}} \quad (4.23)$$

$$R_{p\Delta} = \frac{R_{pB} \cdot R_e \cdot n_B}{R_e - R_{pB}} \quad (4.24)$$

Aplicando a Equação 4.19 na Equação 4.22, obtém-se:

$$R_{p\Delta} = \frac{R_{pA} \cdot R_e \cdot L_A}{(R_e - R_{pA}) \cdot \Delta L} \quad (4.25)$$

Aplicando a Equação 4.20 na Equação 4.24, obtém-se:

$$R_{p\Delta} = \frac{R_{pB} \cdot R_e \cdot L_B}{(R_e - R_{pB}) \cdot \Delta L} \quad (4.26)$$

Igualando a Equação 4.25 com a Equação 4.26, obtém-se:

$$\frac{R_{pA} \cdot R_e \cdot L_A}{(R_e - R_{pA}) \cdot \Delta L} = \frac{R_{pB} \cdot R_e \cdot L_B}{(R_e - R_{pB}) \cdot \Delta L} \quad (4.27)$$

$$R_e = \frac{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B)}{R_{pA} \cdot L_A - R_{pB} \cdot L_B} \quad (4.28)$$

Do mesmo modo como a Equação 4.3 relaciona a capacitância paralela com a natural e a relativa aos campos externos, para o resistor paralelo não é diferente. No entanto, como tratam-se de associações em paralelo, capacitâncias se somam, enquanto que para as resistências, tem-se a relação a seguir, através da qual se obtém os coeficientes R_{nA} e R_{nB} , que por sua vez, quando associados a

C_{nA} e C_{nB} , possibilitam a obtenção da permissividade complexa do dielétrico conforme o equacionamento a seguir:

$$R_p = \frac{R_e \cdot R_n}{R_e + R_n} \quad (4.29)$$

$$R_{pA} = \frac{R_e \cdot R_{nA}}{R_e + R_{nA}} \quad (4.30)$$

Isolando R_{nA} , obtém-se:

$$R_{nA} = \frac{R_{pA} \cdot R_e}{R_e - R_{pA}} \quad (4.31)$$

$$R_{pB} = \frac{R_e \cdot R_{nB}}{R_e + R_{nB}} \quad (4.32)$$

Isolando R_{nB} , obtém-se:

$$R_{nB} = \frac{R_{pB} \cdot R_e}{R_e - R_{pB}} \quad (4.33)$$

Igualando as equações 4.28 e 4.31, têm-se:

$$R_{nA} = \frac{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B) \cdot R_{pA}}{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B) - R_{pA} \cdot (R_{pA} \cdot L_A - R_{pB} \cdot L_B)} \quad (4.34)$$

$$R_{nA} = \frac{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B)}{L_A \cdot (R_{pB} - R_{pA})} \quad (4.35)$$

Igualando as equações 4.28 e 4.33, tem-se:

$$R_{nB} = \frac{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B) \cdot R_{pB}}{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B) - R_{pB} \cdot (R_{pA} \cdot L_A - R_{pB} \cdot L_B)} \quad (4.36)$$

$$R_{nB} = \frac{R_{pA} \cdot R_{pB} \cdot (L_A - L_B)}{L_B \cdot (R_{pB} - R_{pA})} \quad (4.37)$$

Por fim, os parâmetros C_{nA} e C_{nB} devem ser obtidos com a resolução do sistema composto pelas equações 4.18, 4.12 e 4.13. Aplicando a Equação 4.18 na Equação 4.13, obtém-se:

$$C_{pB} = C_e + C_{nA} \cdot \frac{L_B}{L_A} \quad (4.38)$$

Aplicando a Equação 4.12 na Equação 4.38, resulta em:

$$C_{pB} = C_e + \frac{L_B}{L_A} \cdot (C_{pA} - C_e) \quad (4.39)$$

$$C_e = \frac{L_A \cdot C_{pB} - L_B \cdot C_{pA}}{L_A - L_B} \quad (4.40)$$

Aplicando a Equação 4.40 na Equação 4.12, resulta em:

$$C_{nA} = C_{pA} - \left(\frac{L_A \cdot C_{pB} - L_B \cdot C_{pA}}{L_A - L_B} \right) \quad (4.41)$$

$$C_{nA} = \frac{L_A \cdot (C_{pA} - C_{pB})}{L_A - L_B} \quad (4.42)$$

Aplicando a Equação 4.42 na Equação 4.18, resulta em:

$$C_{nB} = \frac{L_B}{L_A} \cdot \left(\frac{L_A \cdot (C_{pA} - C_{pB})}{L_A - L_B} \right) \quad (4.43)$$

$$C_{nB} = \frac{L_B \cdot (C_{pA} - C_{pB})}{L_A - L_B} \quad (4.44)$$

Em resumo, a técnica apresentada permite que, dadas duas medidas em capacitores cilíndricos de mesmos parâmetros, porém de comprimentos diferentes, é possível obter a permissividade complexa sem influência significativa dos erros sistemáticos causados por campos externos (através do circuito equivalente paralelo obtido pelas equações 4.42, 4.35 para o cilindro A e 4.44, 4.37 para o cilindro B).

Conforme citado no início da seção, o erro deste método está relacionado à diferença entre os campos externos dos dois cilindros. Através dos gráficos das figuras 4.12 e 4.13, pode-se estimar estes desvios. Por exemplo, para um dielétrico de espessura igual a 30mm, se os cilindros A e B tiverem comprimentos de 15cm e 35cm, respectivamente, o erro deste método estaria em torno de 2,0%, pois a diferença entre os erros percentuais exprime também a diferença entre os campos externos. Por outro lado, se para a mesma configuração forem tomados comprimentos maiores e mais próximos entre si, o erro tende a um valor desprezível.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas as influências das capacitâncias espúrias na caracterização dos materiais dielétricos, bem como a relação dos desvios em função das características construtivas das amostras. Deste modo, foi possível obter uma metodologia para nortear a formatação dos capacitores, buscando um dimensionamento que minimize os efeitos de campos externos. Ademais, foi introduzida a técnica de medição baseada na implementação do anel de guarda, que possibilita a separação e o cancelamento de grande parte das

capacitâncias espúrias associadas aos efeitos de bordas. Por fim, foi desenvolvida uma técnica para obter a anulação experimental das capacitâncias espúrias em amostras cilíndricas através de medições com unidades de diferentes comprimentos.

■ CAPÍTULO 5 ■

CORREÇÃO ANALÍTICA DE EFEITOS DE
BORDAS EM AMOSTRAS DE FORMATO
DE LÂMINAS CIRCULARES

Conforme tratado no capítulo anterior, em muitos casos os efeitos de bordas causam erros não negligenciáveis. Este é um problema bastante significativo para capacitores de placas paralelas e pode ser contornado através da aplicação da técnica de anel de guarda. No entanto, deve-se ressaltar, que apesar de existirem equipamentos específicos para o emprego de tal técnica, sua implementação traz uma certa elevação no grau de dificuldade operacional. Isto ocorre não apenas por motivos mecânicos, mas principalmente pelo fato de que é necessário uma leitura da corrente apenas do ramo central, algo impossível para equipamentos de medição a dois terminais.

Em aplicações laboratoriais de baixo custo, a Ponte RLC a dois terminais é um instrumento de medição bastante empregado por não depender de um investimento alto, quando comparado às opções mais sofisticadas de instrumentação. Com este medidor, se impõe uma tensão senoidal em frequência definida e mede-se internamente pelo aparelho a corrente total. Para utilizar este tipo de instrumentação na caracterização de materiais dielétricos, não é possível empregar a técnica dos anéis de guarda, visto que para tal seria necessário a medição a quatro fios. Portanto, para que os resultados não sejam severamente afetados pelos efeitos de campos externos, existem apenas duas opções: formatar as amostras de modo a tornar o erro suficientemente pequeno para que possa ser desprezado, ou tentar corrigir a medida, visto que os efeitos de bordas causam erros sistemáticos que podem, até certo ponto, serem estimados.

Alternativamente, é possível ainda estimar uma correção das medições, subtraindo da capacitância medida, o valor da capacitância de campos externos, obtida através de simulação numérica por método de elementos finitos. No entanto, esta é uma tecnologia que demanda um investimento relativamente alto e mão de obra qualificada. Além disso, para uma satisfatória correção através de simulações por elementos finitos, faz-se necessário o conhecimento prévio da permissividade do dielétrico, o que não é uma realidade, a menos que sejam implementados métodos interativos.

A busca por uma aproximação analítica do problema teve forte empenho de estudiosos da área no passado. Época onde a ins-

trumentação de medidas era rudimentar e não existiam métodos numéricos computacionais. Neste capítulo será feita uma investigação das aproximações citadas na literatura e os resultados serão comparados com simulações computacionais para que se possa testar a sua eficácia.

5.1 CÁLCULO ANALÍTICO PARA A OBTENÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE EFEITO DE BORDAS

Em março de 1877 G. Kirchhoff, em sua publicação intitulada "On the Theory of Condensers" apresenta uma série de equações matemáticas que resultam em aproximações para as capacitâncias relacionadas aos campos externos de capacitores (KIRCHHOFF, 1877). Em 1939, Arnold H. Scott and Harvey L. Curtis publicam o artigo "Edge Correction in the Determination of Dielectric Constant" (SCOTT; CURTIS, 1939), onde utilizam as equações de Kirchhoff para fazer a correção das medidas laboratoriais de capacitância com o objetivo de medir a permissividade de dielétricos em formato de lâmina através do método de placas paralelas.

Em seu trabalho, Scott subdivide as amostras em quatro tipos, conforme mostra a Figura 5.1, e apresenta as seguintes relações¹ para o cálculo da capacitância natural ($C_n = \varepsilon_r \cdot C_0$) e de C_e , causada pelos campos externos :

$$C_0 = \frac{1,113 \cdot D^2}{16 \cdot b} \quad \mu\text{F}$$

$$C_e = \frac{1,113 \cdot D}{8 \cdot \pi} \cdot \left(\ln\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot D}{b}\right) - 3 + z \right) \quad \mu\text{F}$$

Onde:

¹ É importante perceber que estas relações são aqui apresentadas exatamente como escrito no artigo de Scott e Curtis. Portanto, deve-se atentar para a mudança de unidades e nomenclaturas.

$$z = (1+x) \cdot \ln(1+x) - x \cdot \ln(x)$$

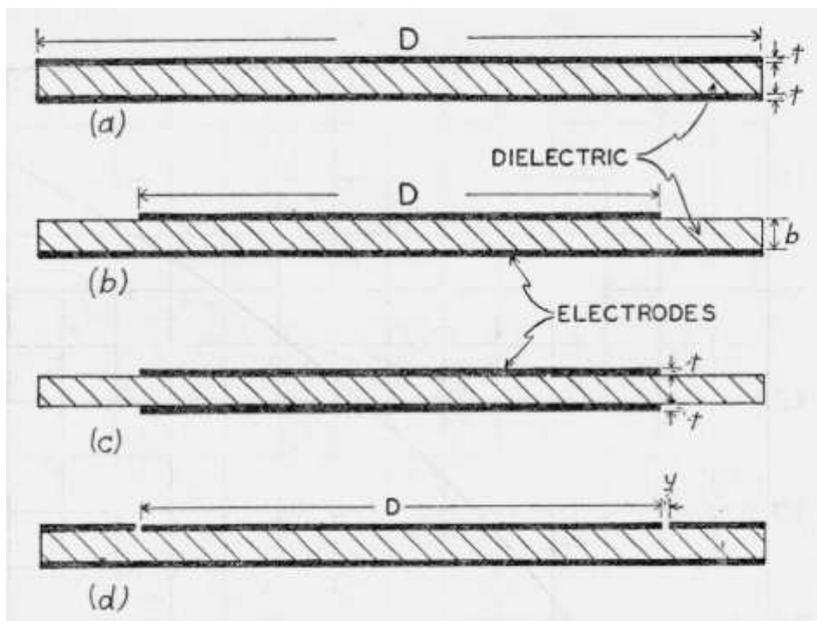
$$x = \frac{t}{b}$$

D : Diâmetro dos eletrodos em centímetros

b : Espessura do dielétrico em centímetros

t : Espessura dos eletrodos em centímetros

Figura 5.1 – Relação dos tipos de amostras de capacitores de placas paralelas



"Edge Correction in the Determination of Dielectric Constant"(SCOTT; CURTIS, 1939)

Conhecendo previamente a relação de formação de C_0 pela Equação 2.19, é possível reescrever a fórmula apresentada no sistema internacional de unidades, sem a utilização das constantes que provavelmente foram empregadas para facilitar os cálculos em uma época

onde existiam calculadoras. Ademais, os parâmetros utilizados não são os mesmos que estão sendo empregados neste trabalho, onde a espessura do dielétrico é definida por d , o diâmetro é expresso em função do raio e a unidade micro-microfarad significa picofarad. A Equação 5.1 mostra a relação equivalente para o cálculo de C_e .

$$C_e = \varepsilon_0 \cdot R \cdot \left(\ln\left(\frac{16 \cdot \pi \cdot R}{d}\right) - 3 + z \right) \quad (5.1)$$

Onde:

$$z = (1 + x) \cdot \ln(1 + x) - x \cdot \ln(x)$$

$$x = \frac{t}{d}$$

R : Raio dos eletrodos em metros

d : Espessura do dielétrico em metros

t : Espessura dos eletrodos em metros

A seguir, serão abordadas as técnicas de correção para as amostras (a), (b) e (c) indicadas na Figura 5.1, bem como avaliados os erros de aproximação e o comportamento dos resultados em função de parâmetros construtivos. As amostras do tipo (d), empregam a técnica do anel de guarda e já foram tratadas na Seção 4.2.2.

Um ponto importante a se observar é o fato de que as equações apresentadas não consideram variações no comportamento dos campos externos em função da permissividade do dielétrico. Talvez, foram desenvolvidas tomando como base o ar.

5.1.1 Correções para amostras do tipo (a)

Nas amostras do tipo (a), o raio dos eletrodos possui o mesmo tamanho do raio do material dielétrico. Deste modo, pode-se escrever a capacitância medida (C) como a soma de C_n com C_e tal que a permissividade relativa é obtida conforme a Equação 5.3.

$$C = \varepsilon_r \cdot C_0 + C_e \quad (5.2)$$

$$\varepsilon_r = \frac{C - C_e}{C_0} \quad (5.3)$$

Segundo (SCOTT; CURTIS, 1939), esta correção traria um erro inferior a 1,1%.

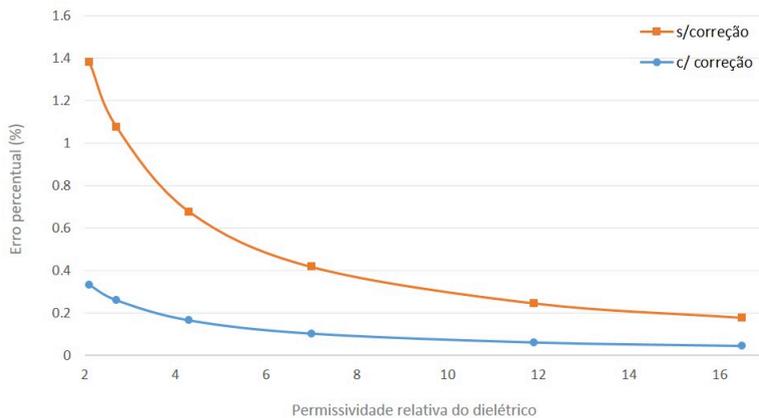
5.1.1.1 Validação através de simulação computacional por método de elementos finitos

Com base em resultados obtidos numericamente por elementos finitos, com precisão de 0,05%, foram elaborados gráficos das figuras 5.2, 5.4, 5.3 e 5.2. Estes, mostram o erro do cálculo da permissividade com e sem a correção analítica, em função da permissividade e espessura do dielétrico, da espessura dos eletrodos e do raio da amostra. Como base, foram novamente tomados os seguintes parâmetros: $R = 10\text{cm}$, $t = 1\text{mm}$, $d = 1\text{mm}$ e $\varepsilon_r = 2,7$.

Vale ressaltar, que a elaboração destes gráficos é somente possível pois é previamente conhecido o valor da permissividade do material utilizado nas simulações. Deste modo, para se obter os erros percentuais com e sem correção, calculam-se as permissividades através da capacitância simulada e das dimensões, para as duas situações.

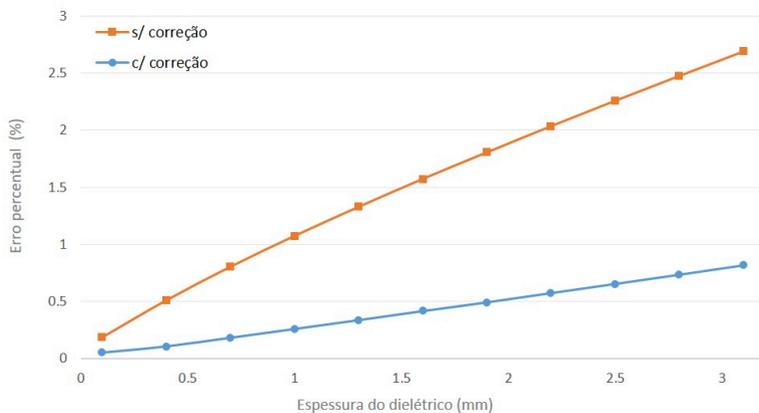
Como se pode observar pelos gráficos, o cálculo analítico traz uma solução eficiente para muitas situações práticas, apresentando maiores divergências para dielétricos muito espessos e/ou amostras de raio muito pequeno.

Figura 5.2 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da permissividade relativa do dielétrico -Tipo (a)



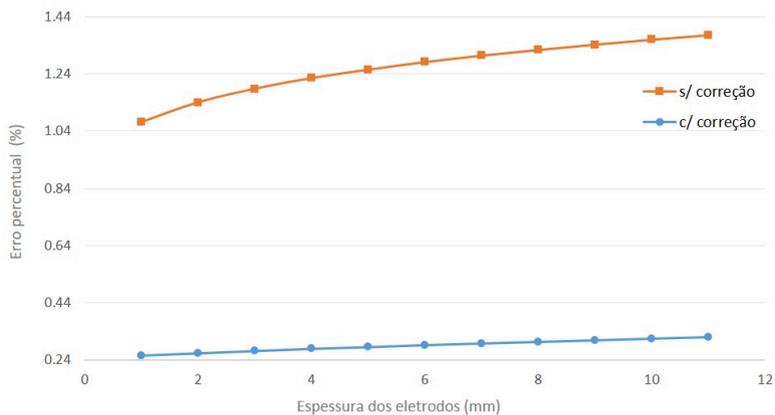
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.3 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura do dielétrico -Tipo (a)



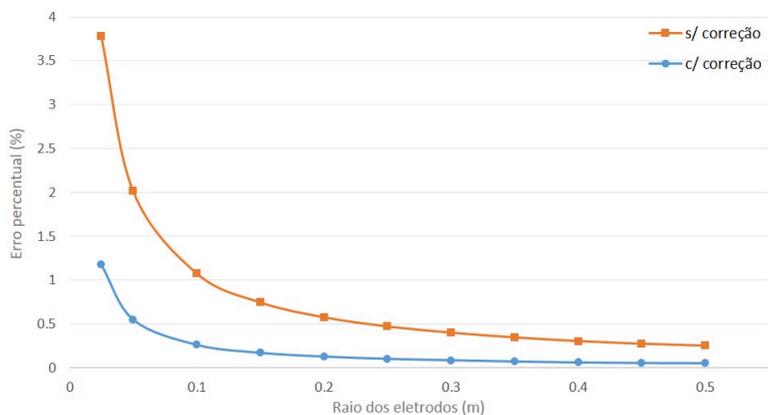
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.4 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura dos eletrodos -Tipo (a)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.5 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função do raio dos eletrodos -Tipo (a)



Fonte: Elaborado pelo autor

5.1.2 Correções para amostras do tipo (b)

Nas amostras do tipo (b), o eletrodo superior possui um raio menor que o dielétrico e o eletrodo inferior. O cálculo analítico é deduzido supondo que o disco maior tem um raio tendendo ao infinito, de modo que todas as linhas de fluxo que saem de uma placa em direção a outra, necessariamente atravessam o material dielétrico.

A capacitância natural é calculada com base no eletrodo de menor raio. Assim, o aumento do raio maior exerce influência apenas nas capacitâncias causadas pelos campos externos. Portanto, em situações reais, com a diferença entre os raios sendo finita, parte do fluxo elétrico não atravessará o dielétrico causando três características significativas:

- * O método será tão mais preciso quanto maior for a diferença entre os raios;
- * Todos os desvios serão negativos, ou seja, estimarão C_e como sendo maior do que realmente é;
- * Quanto maior for a permissividade do dielétrico, maior será o erro do cálculo analítico.

Nesta situação, em (SCOTT; CURTIS, 1939) os autores propõem algumas alterações nos cálculos, reescrevendo a capacitância C_e como C'_e , conforme a Equação 5.4.

$$C'_e = \varepsilon_0 \cdot R \cdot \left(\ln\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot R}{d}\right) - 3 + z' \right) \quad (5.4)$$

Onde:

$$z' = (1 + x') \cdot \ln(1 + x') - x' \cdot \ln(x')$$

$$x' = \frac{t}{2 \cdot d}$$

A capacitância medida em laboratório (C) terá sua parcela referente aos campos externos também sofrendo a influência da

permissividade do dielétrico, conforme a Equação 5.5

$$C = \varepsilon_r \cdot (C_0 + C'_e) \quad (5.5)$$

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0 + C'_e} \quad (5.6)$$

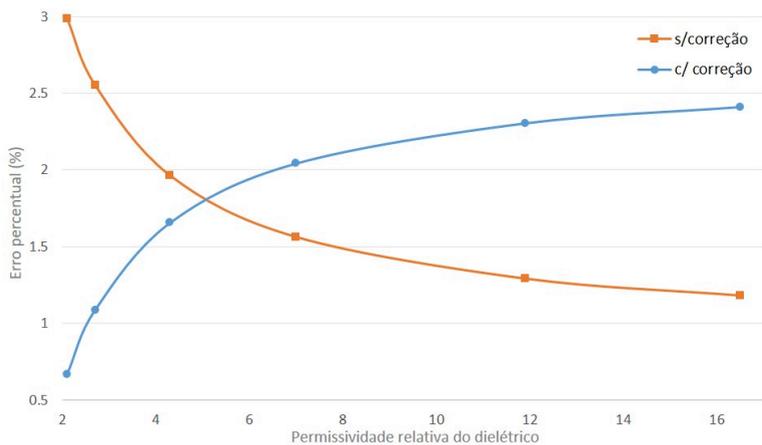
5.1.2.1 Validação através de simulação computacional por método de elementos finitos

Com base em resultados obtidos numericamente por elementos finitos, com precisão de 0,05%, foram elaborados os gráficos das figuras 5.6, 5.7, 5.8 e 5.9. Estes, mostram o erro do cálculo da permissividade com e sem a correção analítica, em função da permissividade e da espessura do dielétrico, da espessura dos eletrodos e do raio da amostra. Como base, mantém-se os parâmetros: $R = 10cm$ (menor raio), $t = 1mm$, $d = 1mm$ e $\varepsilon_r = 2,7$. Para todas as simulações, o comprimento do segundo raio foi definido proporcionalmente por 150% em relação ao primeiro.

Conforme citado anteriormente, os desvios vistos nas amostras do tipo (a) são positivos pois estão associados a uma estimativa de C_e inferior ao seu real valor. Como para amostras do tipo (b) o efeito é o contrário, o cálculo resulta em desvios para o sentido oposto, ou seja, negativos. Entretanto, por uma questão de melhor visualização dos dados, os gráficos apresentarão todos os resultados como sendo positivos.

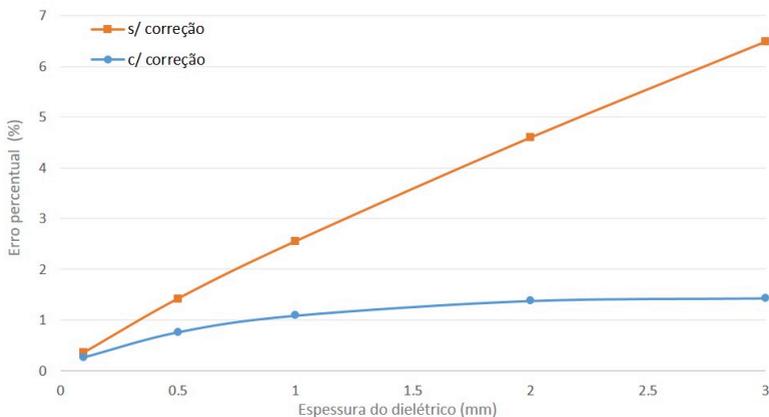
Como se pode observar, o cálculo analítico traz uma maior taxa de erro, principalmente para materiais de maior ε_r . Por outro lado, é boa ferramenta para aplicações com dielétricos de permissividade próxima ao ε_0 .

Figura 5.6 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da permissividade relativa do dielétrico -Tipo (b)



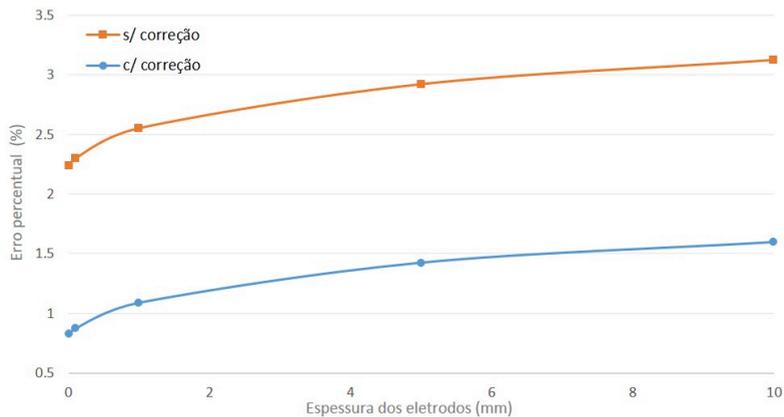
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.7 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura do dielétrico -Tipo (b)



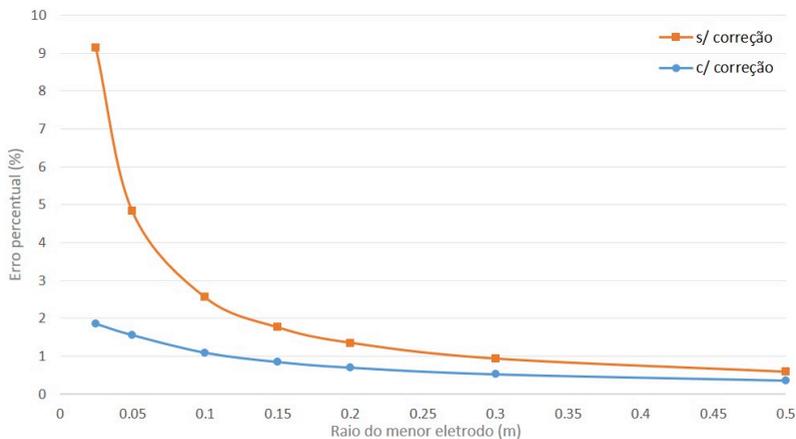
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.8 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura dos eletrodos -Tipo (b)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.9 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função do raio dos eletrodos -Tipo (b)



Fonte: Elaborado pelo autor

5.1.3 Correções para amostras do tipo (c)

Nas amostras do tipo (c), os dois eletrodos possuem mesmo raio. Porém, o dielétrico é de maior extensão. O cálculo analítico faz uma aproximação de modo que o raio do dielétrico tende ao infinito. Assim, todas as linhas de fluxo atravessarem o material. A capacitância natural é calculada com base no raio finito dos eletrodos. A maior extensão radial do dielétrico para além dos eletrodos, exerce influência apenas nas capacitâncias de campos externos.

Em situações reais, com a diferença entre os raios sendo finita, parte do fluxo elétrico não atravessará o dielétrico causando as mesmas três características que foram apresentadas para o formato de amostra do tipo (b): método tão mais preciso quanto maior for a diferença entre os raios; desvios serão negativos; e quanto maior for a permissividade do dielétrico, maior será o erro do cálculo analítico.

Nesta situação, a obtenção da capacitância C_e se dá conforme foi mostrado no início da seção, pela Equação 5.1. A capacitância medida em laboratório (C) terá sua parcela referente aos campos externos também sofrendo a influência da permissividade do dielétrico, conforme a Equação 5.7.

$$C = \varepsilon_r \cdot (C_0 + C_e) \quad (5.7)$$

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0 + C_e} \quad (5.8)$$

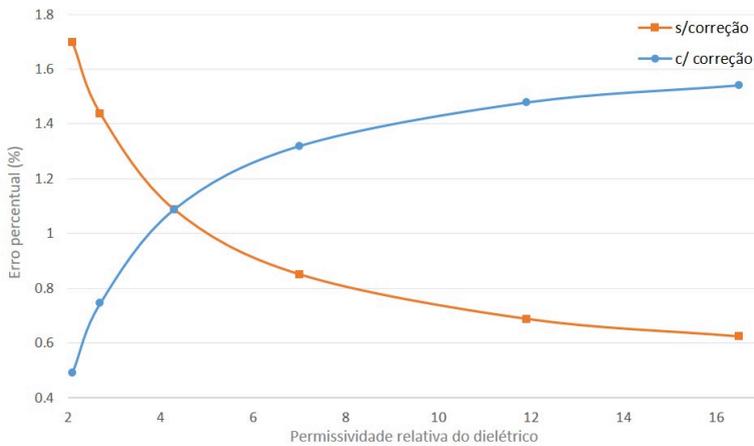
5.1.3.1 Validação através de simulação computacional por método de elementos finitos

Com base em resultados obtidos numericamente por elementos finitos, com precisão de 0,05%, foram elaborados gráficos das figuras 5.10, 5.11, 5.12 e 5.13. Estes, mostram o erro do cálculo da permissividade com e sem a correção analítica, em função da permissividade e espessura do dielétrico, da espessura dos eletrodos e do raio da amostra. Como base, mantém-se os parâmetros: $R = 10\text{cm}$, $t = 1\text{mm}$, $d = 1\text{mm}$ e $\varepsilon_r = 2,7$.

Para todas as simulações, o comprimento do raio do dielétrico foi de 10mm a mais que os eletrodos, seguindo a indicação de (SCOTT; CURTIS, 1939) para que a diferença seja no mínimo três vezes a distância entre as placas (3x3mm=9mm, no pior caso). Pelos mesmos motivos apresentados para as mostras do tipo (b), o cálculo analítico resultará em desvios negativos. No entanto, por uma questão de melhor visualização, os gráficos apresentarão todos os resultados como sendo positivos.

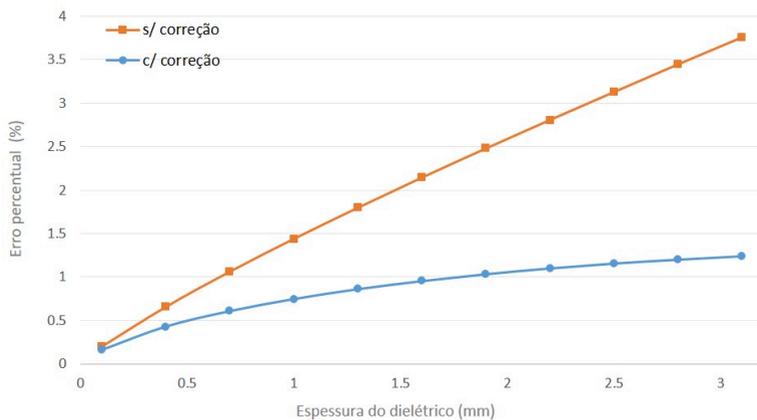
Como se pode observar, o cálculo analítico traz uma melhor aproximação quando em relação às amostras do tipo (b), porém, ainda com significativa taxa de erro, principalmente para materiais de maior ϵ_r .

Figura 5.10 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da permissividade relativa do dielétrico -Tipo (c)



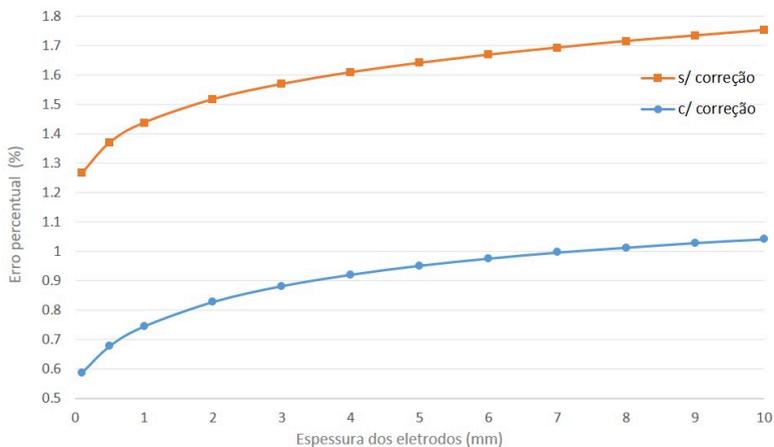
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.11 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura do dielétrico -Tipo (c)



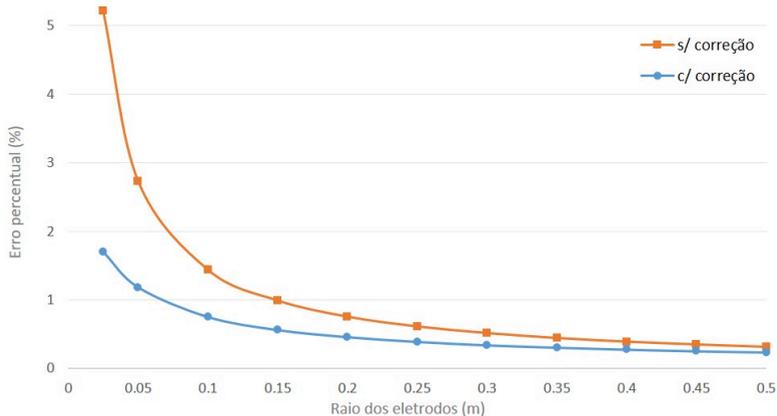
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.12 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função da espessura dos eletrodos -Tipo (c)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.13 – GRÁFICO/Erro percentual após correção em função do raio dos eletrodos -Tipo (c)



Fonte: Elaborado pelo autor

5.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo explorou as técnicas de correção analítica dos efeitos de bordas para amostras capacitivas de placas paralelas. Os resultados foram comparados com simulações por método de elementos finitos com o objetivo de avaliar sua eficiência.

Para a maior parte das configurações, a correção analítica foi capaz de melhorar os resultados obtidos. No entanto, cada caso deve ser avaliado com cuidado, pois pode haver a necessidade do emprego de técnicas alternativas.

A Seção 4.2.1.1 do capítulo anterior utilizou como exemplo amostras onde a região dielétrica se estende além das fronteiras dos eletrodos e que foram tratados aqui como "Tipo c".

■ CAPÍTULO 6 ■

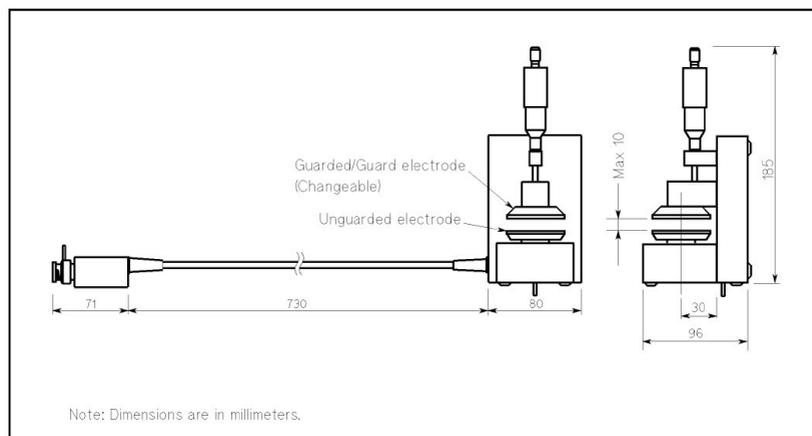
INFLUÊNCIA DA RUGOSIDADE DOS
MATERIAIS EMPREGADOS

Este capítulo irá tratar de erros de medição associados ao acoplamento das amostras no dispositivo de teste e da rugosidade dos materiais empregados. Também serão apresentadas e avaliadas possíveis soluções para o problema.

6.1 ERROS CAUSADOS POR ESPAÇOS VAZIOS ENTRE O DIELÉTRICO E OS ELETRODOS

Durante a elaboração deste trabalho, foram empregadas diversas técnicas de medição, inclusive com equipamentos comerciais especificamente dimensionados para a tarefa de caracterização dos dielétricos, como o Agilent - Dielectric Test Fixture, mostrado na Figura 6.1. Este dispositivo, associado a um analisador de impedâncias, realiza as medições com base na técnica de formatação das amostras como capacitores de placas paralelas em lâmina circular e de diâmetro reduzido. Os eletrodos possuem uma precisa regulagem mecânica. Para evitar os efeitos de bordas, que como visto anteriormente são significativos em amostras de raio reduzido, é utilizado um anel de guarda.

Figura 6.1 – Agilent 16451B - Dielectric Test Fixture



Fonte: (AGILENT, 2008)

Durante os testes laboratoriais com o dispositivo, foi identificado uma variação muito grande entre medidas de uma mesma amostra, quando esta era desacoplada e acoplada novamente. Estes desvios eram atenuados se o dielétrico fosse pressionado entre as placas com maior intensidade.

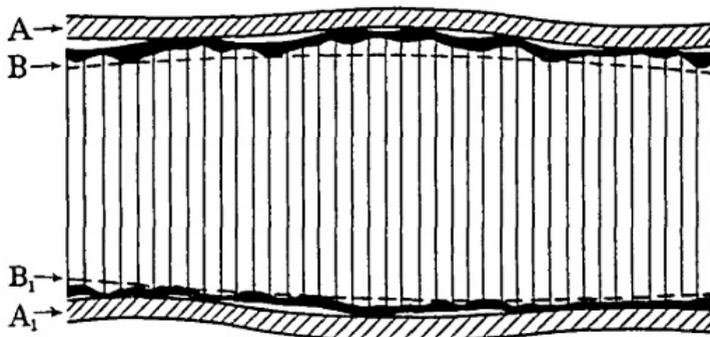
Erros de medição em função da qualidade do acoplamento são esperadas, visto que as superfícies possuem rugosidade, existindo então espaços vazios entre o dielétrico e os eletrodos. Para compreender a influência deste fato nas medições, faz-se necessário uma investigação mais aprofundada.

6.1.1 Investigação teórica

A investigação teórica desenvolvida nesta seção, foi norteadada por um artigo científico escrito por L. Hartshorn em 1934 intitulado: "*The effects of electrodes on measurements of permittivity and power factor on insulating materials in sheet form*". Em seu artigo, Hartshorn busca explicar o porquê da dificuldade de se obter repetibilidade dos resultados em medições de permissividade e coeficiente de dissipação dependendo dos eletrodos que são empregados.

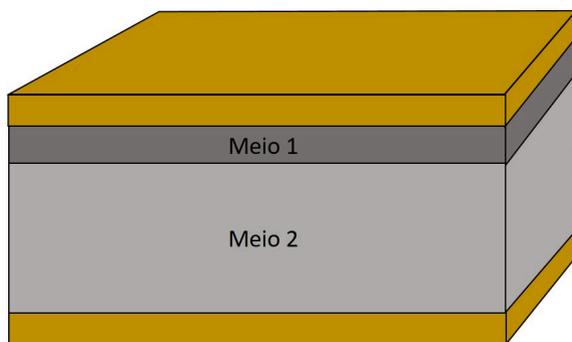
A Figura 6.2 traz um esquemático do acoplamento entre o dielétrico e os eletrodos A e A_1 , considerando as irregularidades superficiais. As linhas pontilhadas B e B_1 indicam as fronteiras a partir das quais o material não sofre mais a influência da rugosidade. Assim sendo, esta amostra pode ser representada por um capacitor ideal que contenha dois meios distintos. O primeiro deles, relativo à região heterogênea, de A à B e de B_1 à A_1 . O segundo, então, relativo ao material que se deseja medir, de B à B_1 , conforme simplificado na Figura 6.3.

Figura 6.2 – Esquemático do acoplamento entre o dielétrico e os eletrodos considerando as irregularidades superficiais



Fonte: (HARTSHORN et al., 1934)

Figura 6.3 – Representação simplificada, considerando as irregularidades superficiais



Fonte: Elaborado pelo autor

Dados os meios 1 e 2 caracterizados por C_{p1} , $\text{tg}(\delta_1)$ e C_{p2} , $\text{tg}(\delta_2)$, respectivamente, deve-se obter matematicamente uma relação entre estes termos e os valores medidos de capacitância C_p e de tangente delta $\text{tg}(\delta)$. Na Seção 2.2.3 foi visto que para estruturas deste tipo, os meios se associam em série. Para tal, a representação mais adequada de capacitor e resistor também deve ser em série.

Portanto, a conversão *viii* da Tabela 2.1 é aplicada, conforme o equacionamento seguinte:

$$C_{s1} = Cp1.(\text{tg}^2(\delta_1) + 1) \quad (6.1)$$

$$R_{s1} = \frac{\text{tg}(\delta_1)}{w.C_{p1}.(\text{tg}^2(\delta_1) + 1)} \quad (6.2)$$

$$C_{s2} = Cp2.(\text{tg}^2(\delta_2) + 1) \quad (6.3)$$

$$R_{s2} = \frac{\text{tg}(\delta_2)}{w.C_{p2}.(\text{tg}^2(\delta_2) + 1)} \quad (6.4)$$

A associação em série dos circuitos equivalentes resulta na obtenção dos parâmetros C_s e de R_s , conforme mostram as equações 6.5 e 6.6, respectivamente.

$$C_s = \frac{Cp1.(\text{tg}^2(\delta_1) + 1).Cp2.(\text{tg}^2(\delta_2) + 1)}{Cp1.(\text{tg}^2(\delta_1) + 1) + Cp2.(\text{tg}^2(\delta_2) + 1)} \quad (6.5)$$

$$R_s = \frac{\text{tg}(\delta_1)}{w.C_{p1}.(\text{tg}^2(\delta_1) + 1)} + \frac{\text{tg}(\delta_2)}{w.C_{p2}.(\text{tg}^2(\delta_2) + 1)} \quad (6.6)$$

Após a associação, retorna-se à representação C_p e $\text{tg}(\delta)$ com a conversão *vi* para que se mantenha o padrão de representação do modelo. Assim, obtêm-se as relações das equações 6.7 e 6.8 para os parâmetro medidos em função dos meios.

$$\text{tg}(\delta) = \text{tg}(\delta_2) \cdot \frac{[1 + \text{tg}^2(\delta_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot (\frac{\text{tg}(\delta_1)}{\text{tg}(\delta_2)} + \text{tg}(\delta_1) \cdot \text{tg}(\delta_2))]}{[1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} + \text{tg}^2(\delta_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}^2(\delta_2)]} \quad (6.7)$$

$$C_p = \frac{C_{p1} \cdot C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}} \cdot \frac{[1 + \frac{C_{p1}}{C_{p1} + C_{p2}} \cdot \text{tg}^2(\delta_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}} \cdot \text{tg}^2(\delta_2)]}{[1 + (\frac{C_{p1}}{C_{p1} + C_{p2}} \cdot \text{tg}(\delta_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p1} + C_{p2}} \cdot \text{tg}(\delta_2))^2]} \quad (6.8)$$

Para avaliar o erro de medição associado aos espaços vazios entre o material e os eletrodos, seria necessário conhecer os parâmetros do circuito equivalente dos meios aqui definidos. O meio 1 é uma região considerada heterogênea, com alguns pontos de contato e outros com espaços vazios e irregulares. Deste modo, é muito difícil que se possa precisar os parâmetros C_{p1} e $\text{tg}(\delta_1)$. No entanto, sabe-se que C_{p1} é muito maior que C_{p2} , pois pela razão de formação do capacitor de placas paralelas (Equação 2.19), a capacitância tem uma relação inversamente proporcional à distância d . Assim sendo, pode-se escrever a aproximação da Equação 6.9.

$$\frac{C_{p1}}{C_{p1} + C_{p2}} \approx 1 \quad (6.9)$$

Aplicando a aproximação da Equação 6.9 na Equação 6.8, obtém-se a Equação 6.10.

$$C_p = C_{p2} \cdot (1 - \frac{C_{p2}}{C_{p1}}) \cdot \frac{[1 + \text{tg}^2(\delta_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}^2(\delta_2)]}{[1 + (\text{tg}(\delta_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}(\delta_2))^2]} \quad (6.10)$$

Para facilitar a interpretação, retoma-se a Figura 6.3. Seja d_1 a espessura do meio 1 e d_2 a espessura do meio 2, pode-se interpretar a razão entre C_{p2} e C_{p1} como uma proporção entre ambos os meios. Através da Equação 2.19, desconsiderando a diferença de permissividade entre os meios, o que não é muito relevante neste momento, obtém-se:

$$\frac{C_{p2}}{C_{p1}} = \frac{d_1}{d_2} \quad (6.11)$$

Em uma situação ideal, onde não existem erros causados por espaços vazios entre os eletrodos e a amostra, a espessura do meio 1 (d_1) seria nula. Assim, a razão entre C_{p2} e C_{p1} seria igual a zero e a Equação 6.10 resultaria em $C_p = C_{p2}$, o que é esperado. Do mesmo modo, a Equação 6.7 resultaria em $\text{tg}(\delta) = \text{tg}(\delta_2)$. Ou seja, estaria se medindo apenas o material desejado, sem influências do acoplamento. Portanto, os erros de medição estão relacionados ao distanciamento de C_p com C_{p2} , para a capacitância e de $\text{tg}(\delta)$ com $\text{tg}(\delta_2)$ para o coeficiente de dissipação.

Em uma situação real, o termo $\frac{C_{p2}}{C_{p1}}$ não será nulo, mas como visto anteriormente, C_{p1} é muito maior que C_{p2} , levando a conclusão de que a razão em questão resulta em um valor relativamente pequeno. O coeficiente de dissipação do material ($\text{tg}(\delta_2)$), em situações práticas, não deve ser maior que 0,1. Portanto, para fins de análise, é possível simplificar novamente a equação da capacitância, anulando os termos da Equação 6.10 onde existe a multiplicação de $\frac{C_{p2}}{C_{p1}}$ com $\text{tg}(\delta_2)$, resultando assim na Equação 6.12.

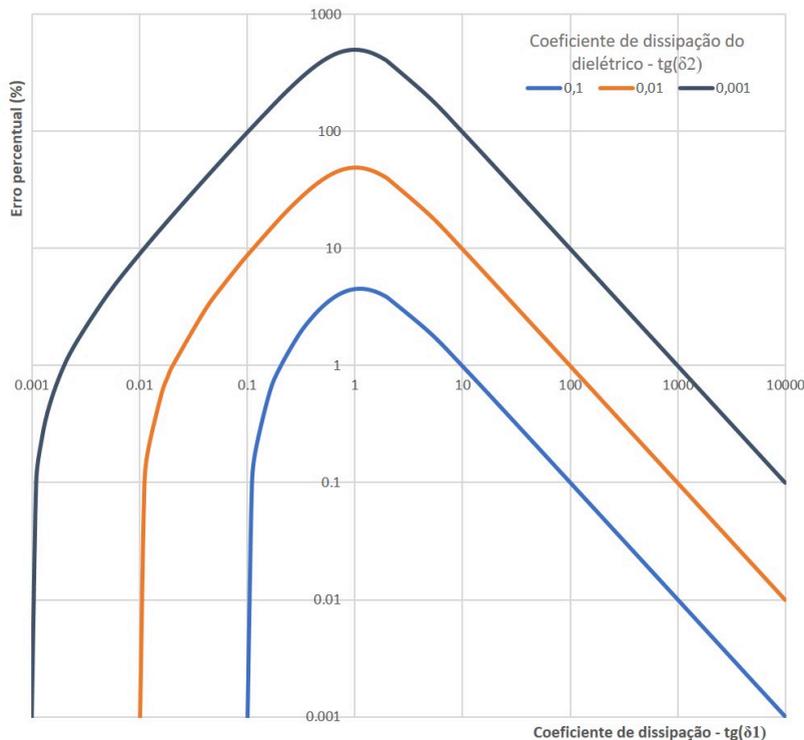
$$C_p = C_{p2} \cdot \left(1 - \frac{C_{p2}}{C_{p1}}\right) \quad (6.12)$$

Através da Equação 6.12, observa-se que o termo $\frac{C_{p2}}{C_{p1}}$ é equivalente ao erro percentual da medição da capacitância em função do acoplamento dos eletrodos com a amostra. Por exemplo, se $\frac{C_{p2}}{C_{p1}} = 0,01$, significa que a capacitância medida é 1% menor que C_{p2} .

Considerar um erro sistemático adicional de 1% não é algo desejável, mas também não é absurdo. Seguindo neste exemplo, avalie-se o comportamento do erro da $\text{tg}(\delta)$ em função dos coeficientes dos meios para $\frac{C_{p2}}{C_{p1}} = 0,01$, através da Equação 6.7. O gráfico da Figura 6.4, em escala log x log, mostra o comportamento do erro de medição da $\text{tg}(\delta_2)$ (eixo y) em função do coeficiente $\text{tg}(\delta_1)$ (eixo x), para diferentes valores de $\text{tg}(\delta_2)$.¹

¹ O valor do erro apresentado no gráfico é obtido a partir do termo que multiplica $\text{tg}(\delta_2)$ na Equação 6.7, subtraído de 1 e multiplicado por 100

Figura 6.4 – GRÁFICO/Erro percentual do coeficientes de dissipação do material para 1% de erro na capacitância - Escala log x log



Fonte: Elaborado pelo autor

Da análise do gráfico da Figura 6.4 é possível observar que quando $tg(\delta_1) = tg(\delta_2)$, o erro cai a zero pois significa que os meios 1 e 2 são constituídos do mesmo material e neste caso não existem espaços vazios entre os eletrodos e o dielétrico. Do mesmo modo, quando o valor da $tg(\delta_1)$ tende ao infinito e o erro novamente tende a zero. Isto equivale a dizer que o meio 1 torna-se condutor. Assim, seria como se os eletrodos fossem moldados às irregularidades da superfície da amostra obtendo um contato perfeito. Ademais, o gráfico

mostra ainda, que dependendo das condições do acoplamento, o erro de medição do coeficiente de dissipação da amostra pode ser muito maior que da capacitância.

Os maiores erros se encontram onde $\text{tg}(\delta_1) = 1$. Fazendo esta substituição na Equação 6.16, obtém-se a expressão do erro máximo aproximado *Erro%max*.

$$\text{tg}(\delta) = \text{tg}(\delta_2) \cdot \frac{[1 + 1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot (\frac{1}{\text{tg}(\delta_2)} + \text{tg}(\delta_2))]}{[1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} + 1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}^2(\delta_2)]} \quad (6.13)$$

$$\text{Erro}\%_{\text{max}} = \left(\frac{[1 + 1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot (\frac{1}{\text{tg}(\delta_2)} + \text{tg}(\delta_2))]}{[1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} + 1 + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}^2(\delta_2)]} - 1 \right) \cdot 100 \quad (6.14)$$

$$\text{Erro}\%_{\text{max}} = 100 \cdot \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \left(\frac{-\text{tg}^3(\delta_2) + \text{tg}^2(\delta_2) - \text{tg}(\delta_2) + 1}{2 \cdot \text{tg}(\delta_2) + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}(\delta_2) + \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \text{tg}^3(\delta_2)} \right) \quad (6.15)$$

Como o coeficiente de dissipação é sempre um número muito pequeno, quaisquer potências serão praticamente nulas, de modo que podem ser desprezadas. O mesmo ocorre com a multiplicação do fator $\frac{C_{p2}}{C_{p1}}$ por $\text{tg}(\delta_2)$, portanto:

$$\text{Erro}\%_{\text{max}} \approx \frac{C_{p2}}{C_{p1}} \cdot \frac{100}{2 \cdot \text{tg}(\delta_2)} \quad (6.16)$$

Através da Equação 6.16 percebe-se que dependendo da qualidade do acoplamento, podem haver erros capazes de invalidar completamente os resultados. Este problema se torna mais grave ainda para materiais de baixo coeficiente de dissipação. Por exemplo, mantendo $\frac{C_{p2}}{C_{p1}} = 0,01$, para um material com baixa perda ($\text{tg}(\delta_2) = 0,001$), seria possível que os resultados do coeficiente de dissipação tivessem um erro de até 500%, mesmo que a capacitância tivesse um

erro de apenas 1%. Conforme mostra a Equação 6.17 obtida através da aplicação da Equação 6.16.

$$Erro\%_{max} \approx 0,01 \cdot \frac{100}{2,0,001} = 500\% \quad (6.17)$$

6.2 TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO

Conforme foi visto, a qualidade do acoplamento entre as partes que compõem o capacitor, exerce forte influência nas medições. Para mitigar estes efeitos, se utilizam eletrodos e amostras com faces retificadas, diminuindo assim o erro máximo expresso pela Equação 6.16², ou ainda, pode-se melhorar o acoplamento através da aplicação de materiais que preencham os espaços vazios.

6.2.1 Preenchimento dos espaços vazios com um segundo dielétrico

Uma técnica possível, parte da utilização de um segundo material dielétrico conhecido que seja maleável ao ponto de preencher todas as irregularidades das superfícies, proporcionando assim, um melhor acoplamento. Normalmente são empregados gases ou líquidos, sendo o mais comum, o próprio ar.

Aplicações que utilizam o ar como segundo dielétrico são facilmente implementáveis. Basta que a amostra fique suspensa a uma distancia conhecida dos eletrodos, e após as medições as características do dielétrico são obtidas analiticamente, partindo da associação em série das unidades capacitivas. No entanto, a permissividade do ar é sensível à variações de temperatura e umidade, o que faz com que muitas vezes seja necessário um ambiente controlado para a realização dos ensaios.

Em algumas situações, é vantajoso o emprego de líquidos de alta permissividade, como a água destilada, por exemplo. Isto se deve ao fato de que a adição de um segundo dielétrico resulta na diminuição da capacitância da amostra. De modo geral, os instrumentos de

² Quanto mais retificadas as faces, menores serão as distâncias de A até B e de B_1 até A_1 apresentadas na Figura 6.2. Consequentemente o valor de C_{p1} será maior, diminuindo o valor do erro máximo

medição têm precisão reduzida para medidas de menor valor de capacitância. Portanto, é preferível um dielétrico como a água, cuja permissividade relativa é cerca de 80 vezes maior que o ar, pois resultará numa amostra de capacitância consideravelmente superior.

6.2.2 Preenchimento dos espaços vazios com metais condutores

Uma outra opção é, ao invés adicionar um segundo dielétrico, melhorar a conexão elétrica através do preenchimento dos espaços vazios com metais condutores. Em algumas aplicações pode-se pulverizar uma fina camada de zinco ou cobre sobre o material, que posteriormente será pressionado pelos eletrodos. Pastas de grafite condutor também foram empregadas na literatura trazendo resultados satisfatórios (HARTSHORN et al., 1934).

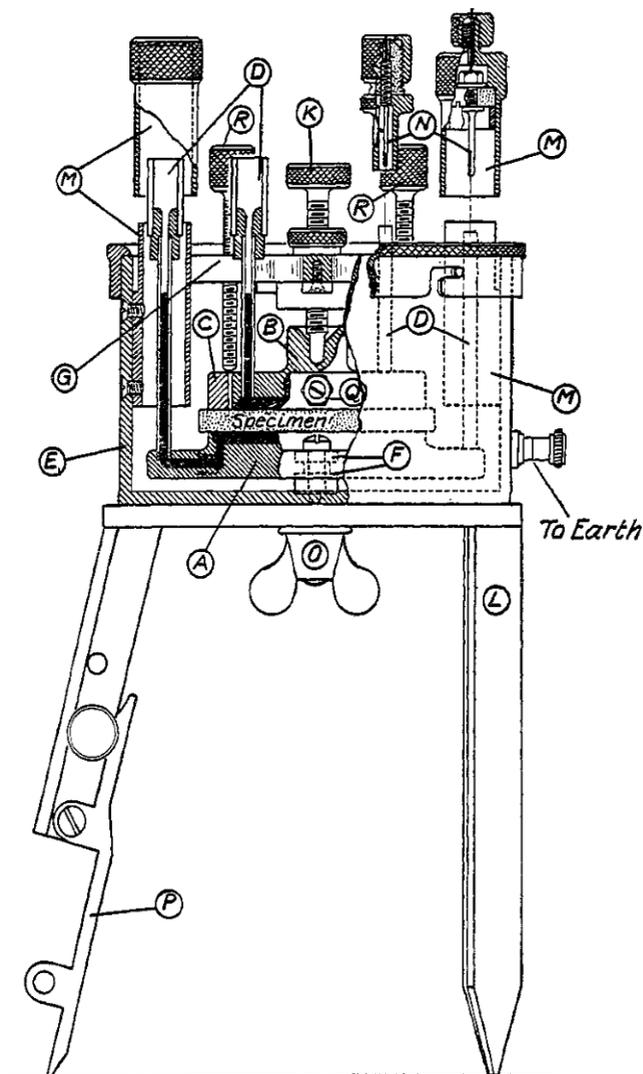
6.2.2.1 Emprego de metais líquidos

O uso de metais líquidos também pode ser uma boa técnica para obter o preenchimento dos espaços entre as placas. Em (RUSH-TON; PRATT, 1940) é apresentada uma aplicação onde o mercúrio é empregado.

O dispositivo da Figura 6.5 consiste em um equipamento padrão, com base na medição de capacitor de placas paralelas com os eletrodos em (a),(b) e o anel de guarda em (c). O contato dos eletrodos e o dielétrico (specimen) é feito através do mercúrio, inserido pelos tubos indicados em (d). As agulhas em (n) são o ponto de contato elétrico entre o mercúrio e o medidor de impedância.

A desvantagem desta técnica é que, além dos riscos associados à manipulação do mercúrio, as faces necessariamente devem ser muito bem retificadas, caso contrário haverá o vazamento do metal.

Figura 6.5 – Dispositivo de medição com o emprego de mercúrio entre os eletrodos e o dielétrico



Fonte: (RUSHTON; PRATT, 1940)

6.2.3 Considerações finais do capítulo

Neste capítulo foi tratado da influência da rugosidade dos materiais empregados na formatação das amostras, bem como os eletrodos e o material dielétrico. Através de uma investigação teórica foi possível verificar que as medições do coeficiente de dissipação sofrem maior influência do mal acoplamento entre as partes que constituem o capacitor. Por fim, foram brevemente apresentadas algumas técnicas de mitigação dos erros de medição através de procedimentos de melhoria do acoplamento mecânico entre os eletrodos e o dielétrico.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

■ CAPÍTULO 7 ■

DESENVOLVIMENTO DE TÉCNICA PARA MEDIÇÃO DE PERMISSIVIDADE EM ISOLANTES DE FIOS COM SEÇÃO CIRCULAR

Como forma de aplicação dos conceitos e técnicas apresentados neste trabalho, o presente capítulo buscará uma solução para a obtenção dos parâmetros dielétricos do esmalte isolante de fios de cobre com seção circular, utilizados em máquinas elétricas.

Esta etapa do trabalho foi proposta e desenvolvida durante um estágio na Universidade de Artois na França. Os ensaios foram realizadas no Laboratório LSEE "Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement", desta mesma instituição de ensino.

7.1 DISPOSIÇÕES GERAIS

A possibilidade de medir as condições dielétricas da isolação dos fios aplicados em máquinas elétricas como motores, geradores ou transformadores, traz uma grande vantagem quando na investigação dos efeitos de degradação associados tanto aos aspectos de fabricação quanto os de utilização das máquinas.

Fios de cobre esmaltado são comumente adquiridos em bobinas, como mostra a Figura 7.1. Pela sua característica de seção circular, amostras formatadas como capacitores cilíndricos são mais fáceis de serem implementadas. Assim, o fio compreende o eletrodo interno e o dielétrico, de modo que falta apenas um eletrodo externo para completar a estrutura capacitiva.

No entanto, a implementação do segundo eletrodo pode não ser simples, pois conforme tratado no capítulo anterior, deve-se buscar o preenchimento total dos espaços entre metal e isolante. Neste trabalho foram desenvolvidas duas soluções, uma através do uso de água destilada como segundo dielétrico e outra através do emprego de um metal com baixo ponto de fusão criando um eletrodo que se molda ao fio.

Figura 7.1 – Bobina de fio de cobre esmaltado (5,0mm de diâmetro)



Fonte: Elaborado pelo autor

7.2 DESENVOLVIMENTO DE TÉCNICA DE MEDIÇÃO ATRAVÉS DE AMOSTRAS SUBMERSAS EM ÁGUA

De acordo com a Seção 6.2.1 do Capítulo VI, líquidos ou gases podem ser empregados como segundo dielétrico de modo a fazer o acoplamento entre os eletrodos e o material dielétrico, removendo os espaços vazios entre as partes.

A utilização de água destilada, para esta finalidade se mostrou bastante vantajosa pois é fácil de se obter, seguro em comparação com gases pressurizados, e possui uma permissividade relativa em torno de 80, o que é bom pois minimiza os efeitos de diminuição da capacitância da amostra.

Para que se possa desenvolver um bom projeto nestes moldes, é importante fazer uma revisão quanto às não idealidades e os erros de medição associados a elas. Ainda, questões práticas de implementação,

como materiais ou recursos tecnológicos disponíveis no mercado devem ser consideradas.

7.2.1 Não-idealidades e erros associados

Entre os aspectos mais influentes das não idealidades associadas à presente proposta de configuração das amostras, destacam-se:

- i) Erros de medição associados às escalas;
- ii) Efeitos de bordas;
- iii) Erros associados às curvaturas naturais do fio ou excentricidades de acoplamento.

7.2.1.1 Escalas de medição

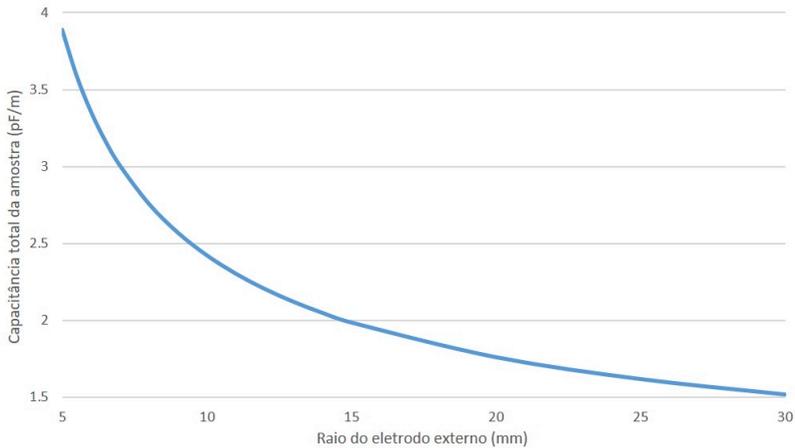
Os fios de cobre esmaltado empregados na indústria possuem diversas especificações de seção transversal. Entretanto, a maioria das aplicações utilizam diâmetros inferiores a 5,0 mm. Assim sendo, deve-se considerar que as unidades capacitivas terão valores relativamente baixos de capacitância. A fim de minimizar os erros relacionados às escalas de medição, é recomendado que sejam utilizadas as amostras de maior diâmetro disponível para a caracterização do material isolante.

Ao inserir um segundo dielétrico, haverá uma diminuição do valor capacitivo, que será tão maior quanto maior for o raio do eletrodo externo (r_c). O gráfico da Figura 7.2 ilustra o comportamento da capacitância por unidade de comprimento em função de r_c para uma amostra com fio de 5,0mm de diâmetro e isolamento de 60 μ m de espessura. A permissividade relativa da água destilada, utilizada nos cálculos, foi de 80 e a do esmalte, 4.

Para fins de comparação, o valor da capacitância por metro da mesma amostra, caso não houvesse um segundo dielétrico, seria de aproximadamente 9,4pF.¹

¹ Esta situação considera que o raio do eletrodo externo seja igual ao raio do fio somado com a espessura do dielétrico, para condições ideais de acoplamento.

Figura 7.2 – GRÁFICO/Capacitância por unidade de comprimento da amostra em função do raio r_b



Fonte: Elaborado pelo autor

A análise gráfica mostra que, apesar de haver uma diminuição da capacitância, para líquidos de alto valor de permissividade, esta atenuação não é muito relevante, mantendo neste caso os valores ainda na ordem de pF, mesmo quando o eletrodo externo tem 6cm de diâmetro.

7.2.1.2 Curvaturas naturais do fio e excentricidades

Os fios de cobre esmaltado, enrolados em bobinas conforme visto anteriormente, apresentam uma curvatura natural do processo de armazenamento. Para a realização das medições, é necessário que o capacitor seja regular, e portanto, o fio deve ser tracionado de modo a diminuir as curvas.

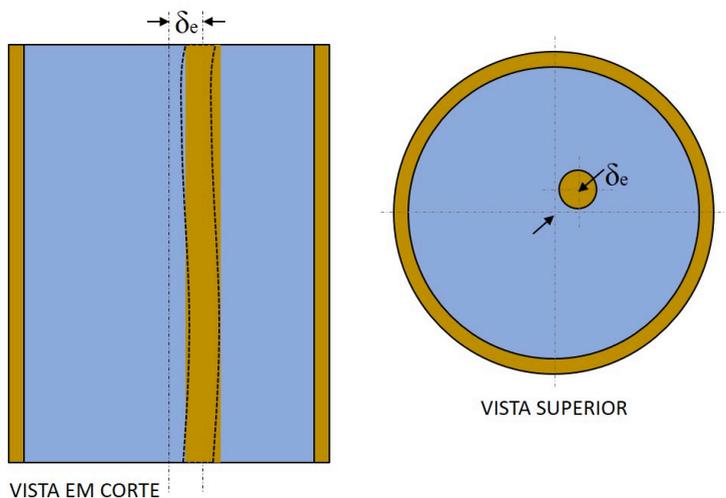
No entanto, este é um problema delicado, pois para fios de maior diâmetro, como é o caso (5,0mm), é necessária uma tração relativamente significativa para reduzir suficientemente as curvas, o que pode alterar ou até danificar o esmalte. Assim, deve-se aceitar

que haverá uma ondulação residual.

Além disto, o acoplamento deveria centralizar perfeitamente o fio com o eletrodo externo, o que também é difícil de se obter na prática. Deste modo, haverá uma adicional fonte de erro sistemático causada pela excentricidade δ_e das amostras.

A Figura 7.3 representa o esquemático de um capacitor cilíndrico excêntrico. No seu interior, o fio condutor que também desempenha o papel de eletrodo interno tem seu formato ondulado indicado em linha pontilhada. Na cor dourada, o fio é também representado por um resultante ideal, sem curvas. Os centros, do capacitor cilíndrico e da representação idealizada do fio, estão separado pela excentricidade δ_e .

Figura 7.3 – Esquemático do capacitor cilíndrico excêntrico



Fonte: Elaborado pelo autor

7.2.1.3 Investigação teórica

A excentricidade em capacitores cilíndricos pode resultar em um comportamento interessante. Quando o eletrodo interno

se aproxima do externo existe um aumento da capacitância pela diminuição da distância entre eles e este aumento tende ao infinito ao passo que a distância tende a zero. Este efeito, quando não considerado, pode causar erros críticos às medições de permissividade.

Problemas de excentricidade são comumente tratados em aplicações de alta tensão, onde as forças causadas pelos intensos campos elétricos faz com que o eletrodo interno se curve. Em (HILLHOUSE; PETERSON, 1973) é apresentado o cálculo da capacitância em amostras cilíndricas excêntricas em função das dimensões e dos desvios mecânicos, conforme a Equação 7.1.

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon \cdot L}{\ln(y + \sqrt{y^2 - 1})} \quad (7.1)$$

Onde:

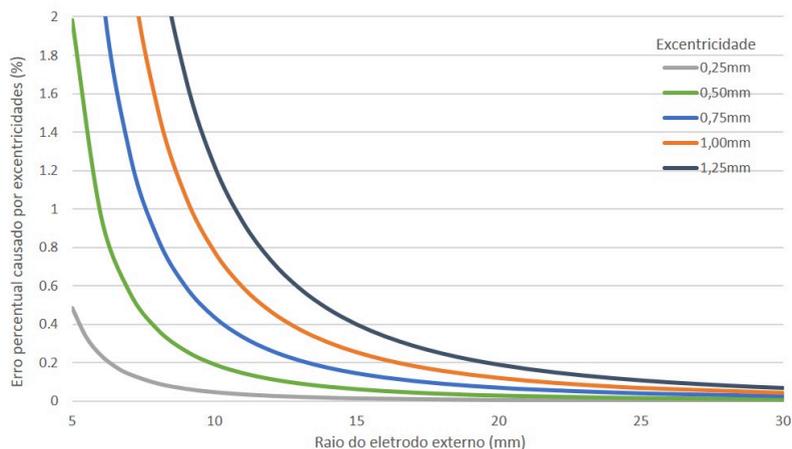
$$y = \frac{r_a^2 + r_b^2 - \delta^2}{2 \cdot r_a \cdot r_b}, \quad y > 1$$

Através da Equação 7.1 foi possível plotar o gráfico da Figura 7.4 que mostra o comportamento erro causado pela excentricidade em função do raio do eletrodo externo para diversos desvios. Os cálculos foram feitos para uma amostra com fio de 5,0mm de diâmetro e um único dielétrico, o ar. O erro percentual foi obtido a partir da diferença entre a capacitância calculada desconsiderando desvios de excentricidade com a os valores obtidos através da Equação 7.1.

Da análise gráfica tem-se que com o aumento do raio externo, os erros diminuem substancialmente. Quanto mais próximos estiverem os eletrodos, maior será o erro, visto que a capacitância tende ao infinito ao passo que y tende a 1.

Em resumo, a excentricidade dos eletrodos pode ser um problema desprezível para amostras cujo eletrodo externo é de raio suficientemente grande, a depender do grau de exatidão necessário para cada situação. O preço que se paga por isso é a diminuição da capacitância medida, que conforme visto anteriormente, pode ser atenuado se o ar for substituído por um material de alta permissividade.

Figura 7.4 – GRÁFICO/Erro percentual causado por excentricidades em função do raio r_b



Fonte: Elaborado pelo autor

7.2.1.4 Influência dos efeitos de campos externos

No capítulo IV foi apresentada uma visão geral do comportamento dos efeitos de campos externos das amostras capacitivas. Entre os tópicos abordados, foi tratado de capacitores cilíndricos com dielétricos espessos. Através do gráfico da Figura 4.9 é possível identificar que o erro decai com o aumento da permissividade do material. Se for considerado o valor de $\epsilon_r \approx 80$ da água destilada, poderia se pensar em desprezar esta fonte de erros.²

No entanto, os gráficos apresentados na Seção 4.2.1.2 têm como base um capacitor onde tanto o dielétrico quanto os eletrodos possuem o mesmo comprimento. Por outro lado, a situação apresentada no momento tende a ser completamente diferente por motivos mecânicos. Qualquer estrutura que exista para centralizar e tracionar o fio irá influenciar no aumento das capacitâncias externas, isto faz

² Apesar de o gráfico apresentar os valores para uma situação onde existe apenas um dielétrico, no problema em questão o segundo material tem espessura desprezível, o que para fins de comparação torna-se admissível desconsiderá-lo

com que não seja possível negligenciar os efeitos de bordas. Portanto, pode ser necessário o emprego de anéis de guarda ou a aplicação da técnica de medição com comprimentos distintos apresentada na Seção 4.3.

7.2.2 Projeto

Para facilitar a implementação, não foram utilizados os anéis de guarda neste projeto. O eletrodo externo é um tubo de aço inoxidável com 50mm de diâmetro e espessura de $2,0\text{mm}$. Este por sua vez, é acoplado e centralizado ao eletrodo interno através de dois adaptadores que podem ser produzidos por impressão 3D.

7.2.2.1 Controle da tração do fio

Para atenuar os efeitos das curvaturas é importante que fio esteja tracionado. Porém, esta tração deve ser controlável para que não haja diferença entre as amostras. A solução proposta para este problema parte da soldagem de dois parafusos M5 de latão, um em cada ponta do fio, que também possui $5,0\text{mm}$ de diâmetro.

O processo de soldagem foi repetido diversas vezes para teste, até que se pudesse obter um resultado satisfatório. Nas faces devem ser feitos dois cortes perpendiculares formando uma cruz, de um ou dois milímetros de profundidade. Posteriormente, estes espaços devem ser preenchidos com estanho através de um ferro de solta de alta potência ou um maçarico, sempre cuidando para não aquecer demais o fio na região ativa³, pois pode deteriorar o esmalte⁴.

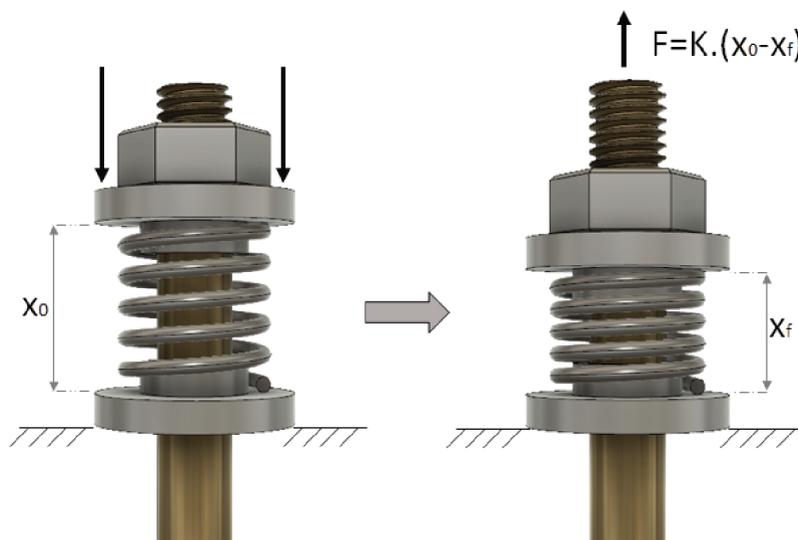
Após a soldagem, a cabeça do parafuso é removida e substituída por uma porca. Assim, é possível inserir uma mola e impor tração ao fio conforme mostra o esquema da Figura 7.5. Este método permite que a força (F) de tração seja facilmente medida através

³ A região ativa compreende a parte do fio que estará sob medição, ou seja, contida dentro das fronteiras do eletrodo externo.

⁴ Uma técnica também muito eficaz para evitar o superaquecimento do esmalte na região ativa é enrolar no fio um pano de algodão molhado antes de efetuar a soldagem

da constante elástica (k)⁵ e da deformação (Δx) da mola, pela lei de Hooke, já apresentada no Capítulo II pela Equação 2.2 e aqui reescrita na Equação 7.2.

Figura 7.5 – Sistema de tração dos fios



Fonte: Elaborado pelo autor

$$F = k \cdot \Delta x \quad (7.2)$$

Onde:

$$\Delta x = x_0 - x_f$$

Um detalhe muito importante é que não pode haver torção do fio durante o processo de tração. Para isto, é preciso tomar cuidado

⁵ A contante elástica (k) pode ser estimada experimentalmente de diversas maneiras. Talvez a mais simples seja colocar a mola sob uma massa de peso conhecido e medir o deslocamento

ao rotacionar a porca e deve haver algum mecanismo para que o parafuso não gire. Assim, existem três soluções possíveis: pode se fazer uma fenda na ponta do parafuso de modo a obter um ponto de fixação; podem se inserir duas outras porcas pressionadas entre si de modo que a última seja também um ponto de fixação; ou ainda, quando um dos parafusos for soldado, pode-se deixar uma porca já inserida antes da soldagem e não remover a cabeça no final do processo.

7.2.2.2 Acoplamento dos eletrodos na formatação do capacitor cilíndrico

Para evitar problemas de nivelamento e vazamento de água durante as medições, a formatação do capacitor cilíndrico é feita em forma de uma cápsula submersa em água com duas tampas que centralizam e sustentam a estrutura. Estas tampas são perfuradas de modo a permitir a passagem do líquido, conforme se pode observar no layout do projeto da Figura 7.6. O chanfro lateral da tampa é o ponto de ligação do eletrodo externo no instrumento de medição. Este contato é feito através da soldagem a estanho de um fio de cobre no aço inoxidável. O procedimento pode requerer o uso de decapantes.⁶

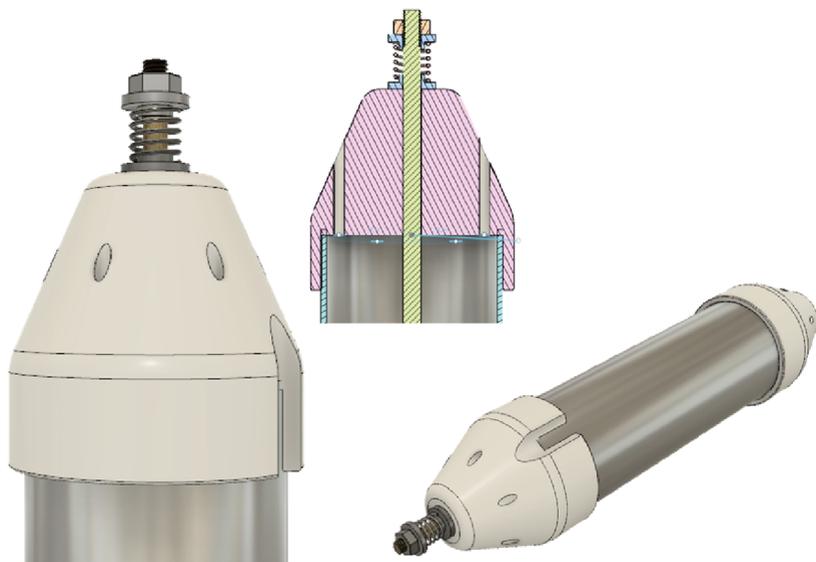
7.2.2.3 Definição do comprimento das amostras

Ao submergir a cápsula em um reservatório pleno de água, as capacitâncias externas são elevadas por conta da alta permissividade do meio. No entanto, ao se aplicar a técnica apresentada na Seção 4.3, realizando as medições em dois capacitores de comprimentos distintos, é possível subtrair estes espúrios capacitivos.

O gráfico da Figura 4.13 mostra o comportamento do erro causado pelos campos externos em função do comprimento L da amostra para dielétricos espessos. Da análise gráfica tem-se que para comprimentos menores as curvas de erro são mais inclinadas e portanto, a subtração das capacitâncias de duas amostras torna-se

⁶ A soldagem também foi realizada em laboratório sem o uso de decapantes. Para tal, a superfície precisou ser raspada e então aquecida com um maçarico

Figura 7.6 – Projeto da cápsula de medição



Fonte: Elaborado pelo autor

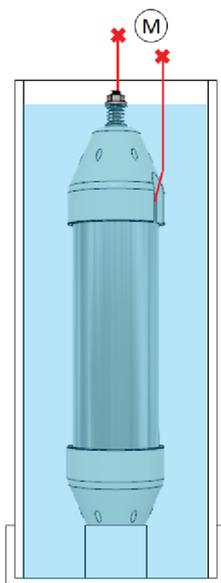
menos eficiente na tarefa de anular os efeitos de campos externos. Portanto, devem ser tomadas amostras de comprimentos contidos na região de menor inclinação do gráfico da Figura 4.13. Para este projeto, foram escolhidos para as amostras A e B os valores de comprimento L_A e L_B iguais a 45cm e 50cm , respectivamente.

É importante observar também que quanto menor for a diferença de comprimento entre as amostras, menor será o erro associado à variações dos efeitos de campos externos. Isto pode levar ao raciocínio de que para minimizar estas variações bastaria que a diferença de comprimento entre as amostras fosse relativamente pequena. No entanto, isso acarretaria em um significativo aumento dos erros associados às medições de comprimento. Para exemplificar, sejam duas amostras com comprimentos L_A e L_B iguais a $10,0\text{cm}$ e $10,5\text{cm}$, respectivamente. Supondo que a soma dos erros de medição com as imperfeições de corte dos tubos causasse uma variação de 1mm

nas medidas dos comprimentos. Obteria-se: $9,9\text{cm} < L_A < 10,1\text{cm}$ e $10,4\text{cm} < L_B < 10,6\text{cm}$. Assim, a margem de erro seria proporcionalmente muito grande em relação a diferença dos comprimentos de modo que os erros de imprecisão iriam se tornar mais relevantes que os erros sistemáticos que se desejam mitigar. Por este motivo foram escolhidos os comprimentos das amostras com diferença de 5cm entre eles.

A Figura 7.7 mostra a cápsula submersa em água destilada, com seus eletrodos conectados em um ponto (M) de medição. Para que os campos externos permaneçam inalterados, a posição dos eletrodos e o nível da água em relação à capsula devem ser mantidos constantes.

Figura 7.7 – Cápsula submersa em água destilada



Fonte: Elaborado pelo autor

7.2.2.4 Equacionamento

A partir das medições laboratoriais e seguindo a metodologia apresentada na Seção 4.3, obtém-se os parâmetros naturais do circuito equivalente da região ativa, sem influência dos efeitos de bordas. Tais parâmetros são representados aqui por C_n e R_n , capacitância e resistência do circuito equivalente paralelo.

Para obter os valores dos parâmetros do esmalte isolante, aplica-se a técnica apresentada na Seção 3.4.2.1 que trata do capacitor cilíndrico com um segundo dielétrico conhecido, no caso, água destilada. Para este desenvolvimento, a representação mais adequada é de capacitor e resistor série. Assim, aplicando a transformação *ii* da Tabela 2.1, obtém-se:

$$C_s = \frac{1 + (w.C_n.R_n)^2}{w^2.C_n.R_n^2}, \quad (7.3)$$

$$R_s = \frac{R_n}{1 + (w.C_n.R_n)^2} \quad (7.4)$$

Os parâmetros da água destilada podem ser obtidos experimentalmente através da repetição do método para um eletrodo de cobre nú, de mesmo diâmetro que o fio. Do mesmo modo, são convertidos para a representação de circuito equivalente série, resultando em C_{2s} e R_{2s} . Finalmente, aplicando as equações 3.27 e 3.28 obtém-se os valores dos parâmetros C_{1s} e R_{1s} através dos quais se calcula a permissividade complexa do esmalte isolante.

7.3 DESENVOLVIMENTO DE TÉCNICA DE MEDIÇÃO COM AMOSTRAS SUBMERSAS EM METAL LÍQUIDO

A técnica apresentada na seção anterior utiliza um tubo de aço inoxidável para compor o eletrodo externo da estrutura capacitiva. A amostra é submersa em água destilada de modo que o líquido preenche os espaços vazios melhorando o acoplamento entre as partes. Nesta seção é apresentada uma técnica baseada na formação do capacitor cilíndrico com seu eletrodo externo feito de um

metal líquido. Desta forma, é possível obter amostras de maior valor de capacitância (em relação às submersas em água), e não existe necessidade de centralização ou tração do fio condutor.

Conforme citado no capítulo anterior, técnicas envolvendo o uso de metais líquidos para melhorar acoplamento entre os eletrodos e o material sob teste já foram apresentadas na literatura, principalmente para caracterização de dielétricos planos. O fator que dificulta esta aplicação é a complexidade mecânica de acoplamento do metal líquido em torno do fio condutor sem que hajam vazamentos.

Considerando os riscos associados ao uso do mercúrio e a dificuldade de se manipular as amostras com os eletrodos em estado líquido, a solução proposta neste trabalho é a aplicação de um metal com baixo ponto de fusão, mas que possa ser encontrado em estado sólido na temperatura ambiente. A procura por estas características levou à escolha do metal Gálio (Ga), cujo ponto de fusão é próximo de 30°C. Ademais, sua condutividade elétrica em torno de 7 vezes maior que o Mercúrio (Hg), é um metal de fácil acesso no mercado e sua manipulação é relativamente segura.

Para se fazer a transformação de estado físico do Gálio sólido para o líquido, o metal é inserido em um béquer com água morna. Por sua maior densidade, o metal já liquefeito não se mistura com a água e pode ser extraído do fundo do recipiente com o auxílio de uma seringa.

A estrutura do capacitor é montada com uma mangueira de silicone que sustenta do Gálio líquido em torno do fio de cobre esmaltado de 5,0mm de diâmetro, conforme será visto a seguir. Deixado em repouso na temperatura ambiente, o gálio se solidifica novamente e então a amostra se torna rígida e de fácil manipulação.

7.3.1 Influência dos efeitos de bordas

Com base nos parâmetros de projeto apresentados na Seção 4.2.1.2 do Capítulo IV, pode-se avaliar o nível de influência dos efeitos de campos externos. Considera-se uma estrutura com eletrodo interno de raio $R_a = 2,5mm$ e dielétrico de espessura em torno de

0,06mm com permissividade relativa superior a 3,0. O comprimento das amostras depende da quantidade disponível de material, porém, por critérios práticos é preferível que não ultrapasse 1 metro. Com base nos gráficos das figuras 4.8, 4.10 e 4.12, analisando as linhas verdes para espessuras de 0,1mm e considerando um comprimento superior a 40cm, tem-se que o erro associado aos efeitos de bordas é inferior a 0,03%, e portanto, é considerado desprezível.

7.3.2 Implementação prática

Para formatar as amostras é necessário que haja uma fôrma para sustentar o Gálio ainda líquido em torno do fio de cobre esmaltado. Uma mangueira de silicone com 7,0mm de diâmetro interno foi utilizada, permitindo que haja espaço para o metal líquido escorrer. Ademais, o silicone é um material flexível, o que possibilita que a mangueira se molde às ondulações existentes no fio.

Com o objetivo de prevenir obstruções no escoamento do metal líquido por conta de regiões de contato entre a mangueira e o eletrodo interno, foi inserido um espaçador feito de um segundo filamento de material condutor, enrolado em forma de espiral no entorno do fio de cobre esmaltado. Por experimentação, identificou-se que a aderência do Gálio no cobre é relativamente inferior ao esmalte isolante e ao estanho. Deste modo, o filamento aplicado foi um fio de cobre estanhado de 0,5mm de diâmetro, conforme mostra a Figura 7.8.

O formato em espiral do espaçador permite que o gálio escorra em um fluxo circular, rotacionando no entorno do eletrodo interno, diminuindo assim o risco de formação de bolhas de ar. A vedação da extremidade inferior da amostra é feita com uma abraçadeira metálica que pressiona a mangueira sobre algumas voltas de fita isolante, enrolada no entorno de uma das pontas do eletrodo interno, conforme mostra a Figura 7.9. Ainda na extremidade inferior da amostra, são inseridos os terminais de contato elétrico com o gálio e o eletrodo interno, isolados entre sí pelo esmalte isolante, que se deseja medir.

Figura 7.8 – Aplicação do espaçador entre o fio esmaltado e a mangueira



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 7.9 – Acoplamento da mangueira na amostra



Fonte: Elaborado pelo autor

A amostra é posicionada verticalmente e o metal é inserido através de uma seringa pelo seu topo, de modo que o líquido escorra, circulando pelo fio estanhado até o fundo. Durante este processo, os terminais são conectados a uma fonte DC com tensão de 60V impondo uma pequena força de atração entre as partes, com a intenção de proporcionar uma melhoria na qualidade do acoplamento.

A mangueira não deve ser preenchida até o final, pois o metal aumenta de volume quando se torna sólido, e portanto, pode vaziar. A Figura 7.10 mostra o dispositivo pronto, que será deixado em repouso por 12 horas em temperatura ambiente até que se solidifique.⁷

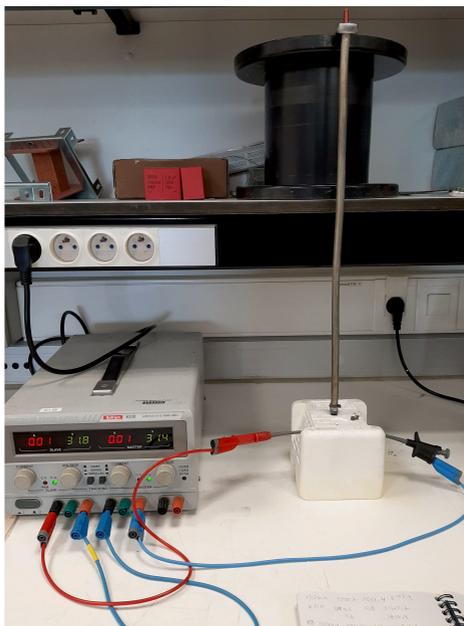
A Figura 7.11 mostra o resultado final após a solidificação do metal. A remoção da mangueira de silicone não se faz necessária, pois não interfere nas medições. Ao manipular a amostra, deve-se tomar cuidado para que ela não aqueça, pelo contato com as mãos, por exemplo, pois pode começar a derreter.

Para a realização dos ensaios, o comprimento efetivo a ser considerado é o de superfície recoberta por Gálio. As medições, com o analisador de impedâncias ou qualquer outro instrumento empregado, é feita pelos dois terminais de contato com os eletrodos (mostrados em verde na Figura 7.11).⁸

⁷ O tempo de solidificação do Gálio vai variar de acordo com o tamanho da amostra e das condições de troca de calor do ambiente

⁸ As figuras 7.9 e 7.11 são de amostras diferentes e se distinguem entre si no tipo de terminal utilizado. Na primeira, ele é isolado com esmalte e na segunda, com PVC verde.

Figura 7.10 – Alimentação DC da amostra durante o processo de solidificação do Gálio



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 7.11 – Resultado da amostra após a solidificação do Gálio



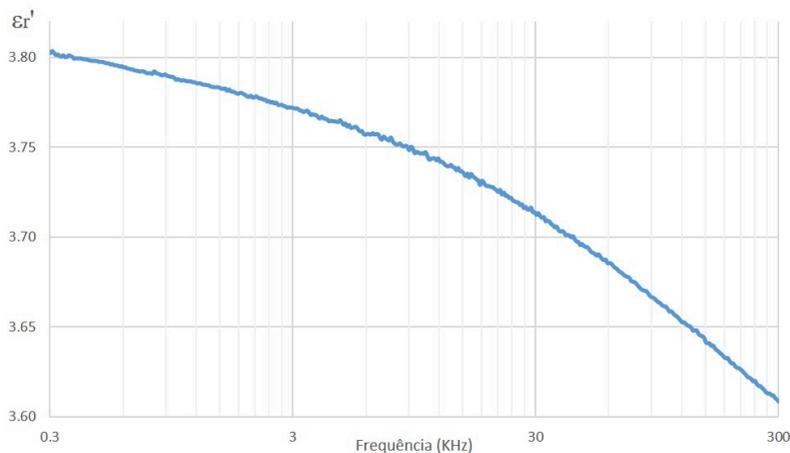
Fonte: Elaborado pelo autor

7.3.2.1 Resultados das medições laboratoriais

O equipamento utilizado para realizar as medições, foi o analisador de impedâncias Agilent 4294A. Foram adquiridas as medidas de capacitância do circuito equivalente em paralelo e do coeficiente de dissipação para a faixa de frequências entre 300Hz e 300KHz, em um total de 600 pontos.

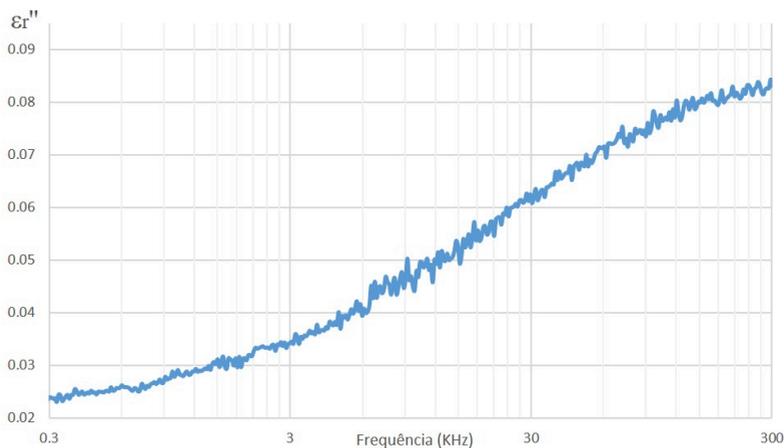
Após a realização dos ensaios com o analisador de impedâncias, o gálio é removido com água morna e o espaçador é desenrolado, restando apenas o fio de cobre esmaltado. São realizadas então as medidas de diâmetro em 50 pontos distintos ao longo da amostra de modo a se obter o valor em milímetros do eletrodo interno somado com duas vezes a espessura do dielétrico. Em seguida, o esmalte é removido com um maçarico e as medidas são refeitas, agora compreendendo apenas o diâmetro do eletrodo interno. Assim, obtém-se o valor médio das dimensões do capacitor cilíndrico, através das quais, calculam-se as permissividades, real e imaginária do esmalte isolante, apresentadas nos gráficos das figuras 7.12 e 7.13.

Figura 7.12 – GRÁFICO/Permissividade real do esmalte em função da frequência



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 7.13 – GRÁFICO/Permissividade imaginária do esmalte em função da frequência



Fonte: Elaborado pelo autor

7.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram aplicados os conceitos desenvolvidos ao longo do trabalho em uma situação prática: A caracterização dielétrica do esmalte isolante de fios de cobre esmaltado.

Foram propostas duas soluções distintas, a primeira, através da criação de uma cápsula submersa em água, formando um capacitor cilíndrico com dois dielétricos, e a segunda, através do uso de Gálio líquido exercendo o papel do eletrodo externo da estrutura capacitiva.

Fazendo uma comparação entre as técnicas apresentadas, tratando-se apenas da medição de permissividade, o segundo método se mostrou mais adequado por ser mais simples de implementar e possuir menos fontes de erros sistemáticos em relação ao primeiro. Ademais, resulta em amostras com valor de capacitância relativamente superior, o que reduz também os erros aleatórios de medição. No entanto, a primeira técnica apresentada pode ser uma alternativa quando o objetivo for a investigação das variações da permissivi-

dade em função da tração do fio, visto que a estrutura permite a manipulação desta variável.

CAPÍTULO 8

MEDIÇÃO DA PERMISSIVIDADE DE DIELÉTRICOS EM FORMATO DE LÂMINA

O desenvolvimento das técnicas para a análise das características dielétricas dos materiais utilizados na isolação de máquinas elétricas é de grande relevância para a indústria, pois permite a criação de mecanismos cada vez mais efetivos para avaliar o estado de conservação ou deterioração de motores, geradores, transformadores *et cetera*. Entre os materiais mais empregados neste setor, é possível destacar o papel Presspahn, que é um isolante feito de celulose, comercializado em lâminas ou rolos.

Neste capítulo serão empregadas as técnicas apresentadas no trabalho, com o objetivo de implementar uma bancada de testes para realizar a medição da permissividade e do coeficiente de dissipação de lâminas de papel Presspahn. Como forma de validação, serão realizadas as medições em três distintas amostras do papel isolante, e também, de uma folha de Teflon, um material que possui a característica de apresentar perda relativamente baixa. As medidas serão comparadas com valores de referência, obtidos através de um dispositivo comercial, específico para medições de permissividade elétrica.

8.1 IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

Durante a elaboração do presente trabalho foi implementado um protótipo para medição de dielétricos em formato de lâmina. A técnica empregada consiste na formatação das amostras como um capacitor de placas paralelas com anel de guarda, conforme a teoria apresentada na Seção 4.2.2 do Capítulo IV.

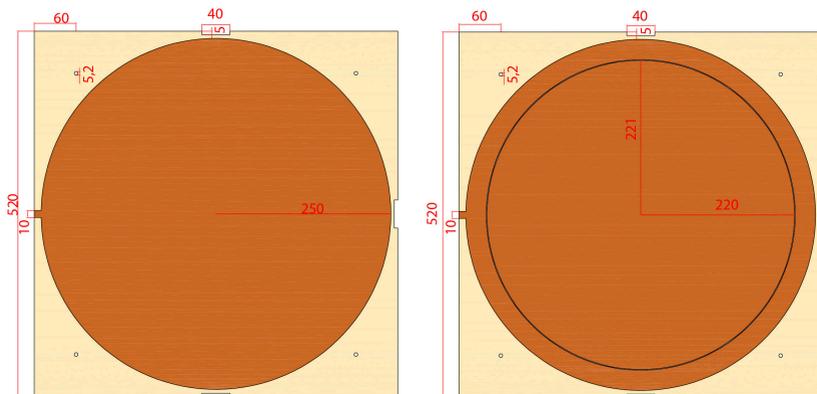
8.1.1 Projeto e implementação do dispositivo de teste

A estrutura do capacitor de placas paralelas consiste em dois eletrodos, posicionados um contra o outro, pressionando o material dielétrico. Para a construção do dispositivo, foram empregadas placas de fenolite com uma face laminada em cobre. Por se tratar da matéria prima de placas de circuito impresso, foi possível implementar os eletrodos em formato circular e o anel de guarda através de um procedimento de corrosão do cobre.

Para se obter um valor de capacitância, tal que se possa medir a corrente com um nível aceitável de precisão, dadas as espessuras dos dielétricos que se pretende medir, é necessário que as amostras sejam relativamente grandes (na ordem de $250mm$ de raio). Por uma questão mecânica, as placas foram fixadas em uma base de vidro, evitando assim a sua deformação.

A Figura 8.1 mostra as dimensões do projeto. À esquerda, o eletrodo inferior, com raio de $250mm$, e à direita, o eletrodo superior, com $220mm$ de raio do prato central, gap de $1,0mm$ e o anel de guarda com $29mm$ de espessura radial.

Figura 8.1 – Projeto dos eletrodos



Fonte: Elaborado pelo autor

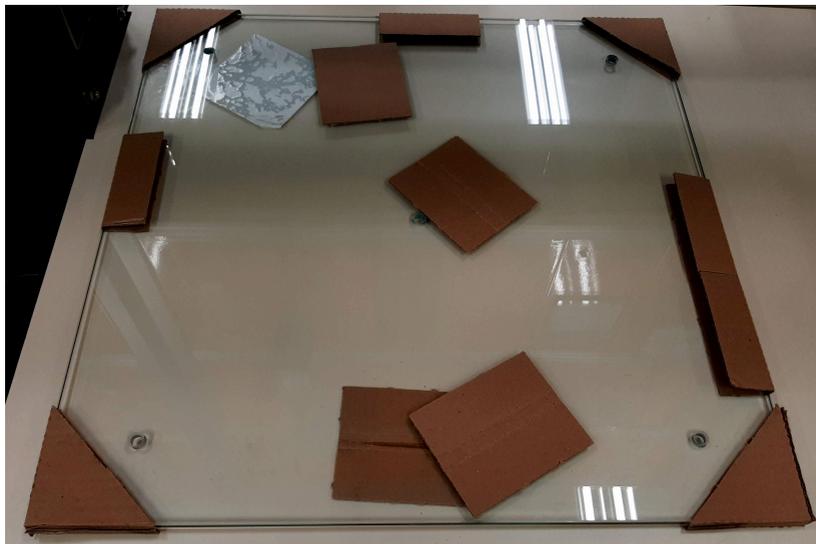
Em ambos os eletrodos, foi feita uma trilha de $10mm$ de largura para realizar a solda dos terminais. Esta trilha está localizada na lateral esquerda das duas placas apresentadas no projeto da Figura 8.1. Para realizar o contato elétrico com o prato central, a solda é feita através de uma pequena perfuração na parte traseira.

Para que se possam pressionar as placas contra a lâmina dielétrica, a estrutura de vidro temperado, apresentada na Figura 8.2, foi feita com $10mm$ de espessura e contendo 5 perfurações: nos quatro cantos para a passagem dos parafusos de fixação, e no centro

para a passagem do terminal do eletrodo.

O método de fixação do fenolite na placa de vidro é ilustrado Figura 8.3. Todas as peças são alinhadas através dos parafusos e então a parte traseira tem sua superfície gotejada com cola de catalização por luz ultra-violeta. Ao final, o vidro é encaixado, pressionado com as porcas¹ e deixado sob a iluminação adequada para a secagem.

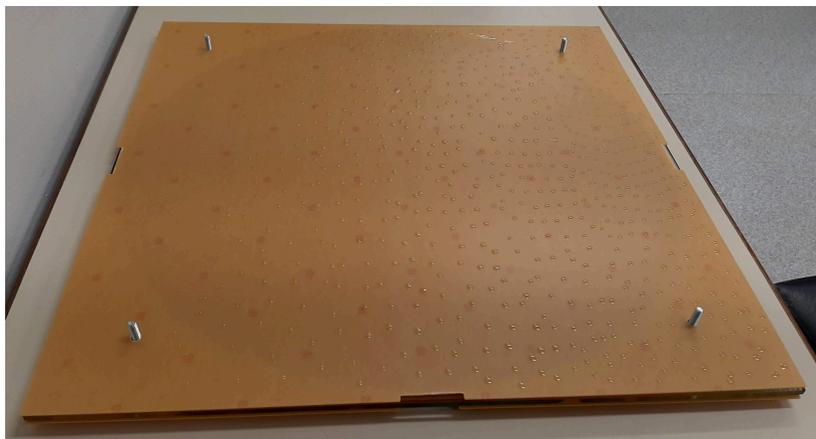
Figura 8.2 – Placa de vidro temperado



Fonte: Elaborado pelo autor

¹ As porcas utilizadas foram de formato borboleta para facilitar o acoplamento e todas as superfícies de contato foram devidamente protegidas com material macio para não trincar o vidro

Figura 8.3 – Fixação dos eletrodos implementados em fenolite



Fonte: Elaborado pelo autor

8.2 METODOLOGIA DOS ENSAIOS E RESULTADOS OBTIDOS

Conforme visto no capítulo IV, para realizar as medições em amostras com o anel de guarda, é necessário uma instrumentação a quatro fios. Deste modo, as capacitâncias do anel e dos campos externos podem ser descartadas da medida. Dados os recursos tecnológicos disponíveis, as medições foram feitas com um osciloscópio digital e os parâmetros foram calculados a partir da medição direta da tensão e da corrente, de acordo com a metodologia apresentada na Seção 3.2.1 do Capítulo III. Os ensaios foram realizados para as seguintes amostras com suas respectivas espessuras:

| | | |
|-------------|---|--------|
| Presspahn A | : | 1,00mm |
| Presspahn B | : | 0,50mm |
| Presspahn C | : | 0,20mm |
| Teflon | : | 0,13mm |

Apesar de as três amostras de papel Presspahn serem feitas

do mesmo material, a primeira delas (Presspahn A) foi guardada em um depósito por pelo menos 10 anos, enquanto as outras são relativamente novas. Isto pode ser um aspecto importante, visto que ao longo do tempo o papel absorve umidade, assim tendo suas características dielétricas alteradas.

A Figura 8.4 mostra o ambiente de ensaios. Um gerador de sinais alimenta o capacitor com uma frequência definida. As medidas foram feitas com um osciloscópio digital e as lâminas tiveram os valores de espessura obtidos através de um micrômetro. As especificações da instrumentação empregada são:

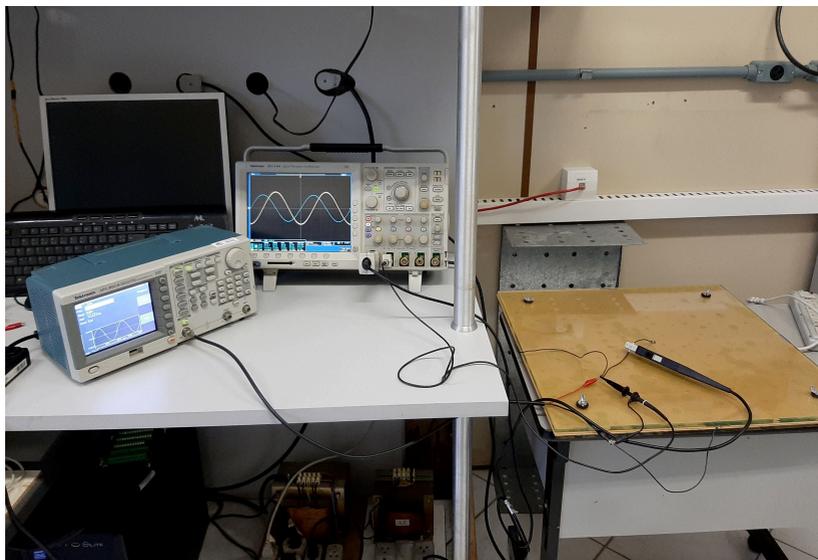
| | | |
|-------------------|---|------------------------------|
| Gerador de sinais | : | Tektronix AFG3021B |
| Osciloscópio | : | Tektronix DPO4104 |
| Sonda de Corrente | : | Tektronix TCP0030 - Range 5A |
| Sonda de Tensão | : | Tektronix P6139A |
| Micrômetro | : | Mitutoyo 0-25mm 0,001mm |

A alimentação do dispositivo de teste foi feita pelo gerador de sinais com referência de 20Vpp, 100KHz. A tensão e a corrente foram medidas com o osciloscópio, três vezes seguidas, para se obter um valor médio e assim diminuir os erros de imprecisão². No intervalo entre as medidas, os terminais do capacitor foram curto-circuitados para evitar cargas residuais.

A Tabela 8.1 mostra os resultados obtidos através dos ensaios com o protótipo. Para cada material foram realizadas as medições em duas diferentes configurações. A primeira delas (I), seguindo a metodologia adotada com o uso do anel de guarda. A segunda (II), alimentando apenas o prato central no eletrodo superior e aterrando o anel. O objetivo desta diferenciação é poder verificar, mesmo que superficialmente, a influência do uso do anel de guarda, visto que na configuração (II), não são mitigados os efeitos de bordas. Ao fim dos testes o material é removido e tem sua espessura medida com o

² Idealmente, para que se possa reduzir ao máximo os erros aleatórios de medição, os resultados deveriam ser obtidos muitas vezes mais. Porém, para a presente proposta, três vezes foi considerado suficiente

Figura 8.4 – Bancada de testes



Fonte: Elaborado pelo autor

micrômetro em doze pontos diferentes para que se possa obter um valor médio.

Tabela 8.1 – Tabela de resultados dos ensaios com o protótipo

| | | I | II |
|-------------|----------------|-------|-------|
| Presspahn A | ϵ_r : | 3,71 | 3,83 |
| | $tg(\delta)$: | 0,125 | 0,125 |
| Presspahn B | ϵ_r : | 2,35 | 2,41 |
| | $tg(\delta)$: | 0,066 | 0,061 |
| Presspahn C | ϵ_r : | 2,85 | 2,88 |
| | $tg(\delta)$: | 0,082 | 0,08 |
| Teflon | ϵ_r : | 1,52 | 1,53 |
| | $tg(\delta)$: | 0,033 | 0,032 |

Fonte: Elaborado pelo autor

Analisando os valores obtidos, identifica-se coerência com a teoria. Medidas obtidas sem o anel de guarda (II) possuem erros sistemáticos adicionais que interferem aumentando o valor da permissividade relativa. A amostra de papel Presspahn A é a mais espessa de todas, e portanto, conforme mostra o gráfico da Figura 5.7 (linha sem correção), possui o maior desvio por efeito de bordas, explicando assim a maior variação da permissividade apresentada frente às outras três. A primeira amostra apresentou também o maior coeficiente de dissipação. Característica esta, comum para materiais que sofreram a ação da umidade. Pelo mesmo motivo, existe também um aumento no valor da permissividade.

Em função do baixo valor de capacitância obtido, as correntes medidas são da ordem de miliampere. Com esta escala, para a instrumentação disponível, os erros de medição são elevados. Além disto, como a superfície é extensa, torna-se muito difícil a medição da espessura com o micrômetro em pontos mais afastados das extremidades, o que acarreta em outra fonte de erros. Ademais, o acoplamento por contato é precário, pois a superfície de cobre da placa de circuito impresso não é suficientemente retificada, havendo assim, espaços vazios que também adicionam erros às medições.

8.3 VALORES DE REFERÊNCIA

Devido às incertezas de medição, para que se possa comparar os resultados é importante que se tenha valores de referência. Os dados de catálogo dos materiais podem não ser adequados neste estudo, pois os parâmetros dielétricos sofrem influência da temperatura e da umidade. Assim, foram feitas novas medições com um aparelho comercial.

A instrumentação utilizada para a obtenção dos valores de referência foi um Medidor RLC de precisão, associado ao dispositivo de testes Dielectric Test Fixture (DTF) que faz o acoplamento da amostra nos eletrodos. As medidas de espessura foram feitas com um micrômetro. As especificações gerais dos equipamentos de medição são:

| | |
|-------------------------|--|
| Dielectric Test Fixture | : Agilent 16451B - Electrode A (40-56mm) |
| Medidor RLC de precisão | : Agilent E4980A |
| Micrômetro | : Mitutoyo 0-25mm 0,001mm |

De cada amostra testada pelo protótipo, foram cortados três lâminas circulares de 50mm de diâmetro, e medidas também três vezes no DTF (Mostrado na Figura 8.5). Partindo da média destes nove resultados de cada amostra, foram obtidos os valores dos parâmetros que são mostrados da Tabela 8.2.

Tabela 8.2 – Tabela de resultados dos ensaios com o dispositivo Agilent Dielectric Test Fixture

| | DTF | |
|-------------|-----------------|---------|
| Presspahn A | ε_r | : 4,95 |
| | $tg(\delta)$ | : 0,133 |
| Presspahn B | ε_r | : 3,68 |
| | $tg(\delta)$ | : 0,054 |
| Presspahn C | ε_r | : 4,12 |
| | $tg(\delta)$ | : 0,054 |
| Teflon | ε_r | : 2,2 |
| | $tg(\delta)$ | : 0,002 |

Fonte: Elaborado pelo autor

Os valores de referência obtidos pelo dispositivo comercial também possuem variações que devem ser avaliadas. Do manual (AGILENT, 2008) é possível obter a relação dos desvios típicos para as medidas de permissividade relativa e coeficiente de dissipação em função das características do dielétrico e da frequência de medição. A Equação 8.1 fornece o desvio estimado $\Delta\varepsilon\%$ para a permissividade relativa.

$$\Delta\varepsilon\% = A_z + 0,04.f^2.\varepsilon_{rm}.\varepsilon_0.\frac{\pi.R^2}{d} + 100.\frac{\varepsilon_{rm} - 1}{\varepsilon_{rm} + \frac{d}{0,01}} \quad (8.1)$$

Onde:

- A_z : Erro do medidor RLC
- f : Frequência (Hz)
- ε_{rm} : Permissividade relativa medida
- R : Raio dos eletrodos (m)
- d : Espessura do dielétrico (mm)

Figura 8.5 – Dispositivo comercial - Agilent Dielectric Test Fixture



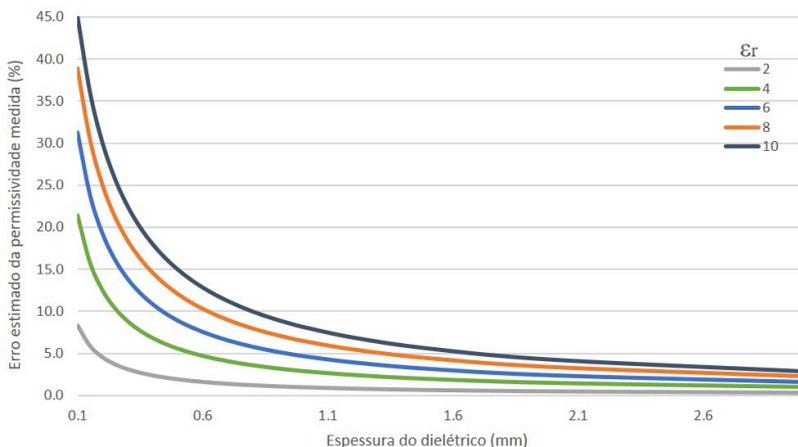
Fonte: Elaborado pelo autor

Para o valor de frequência analisado (100KHz), a influência do primeiro e do segundo termo da equação é muito pequena em relação ao terceiro, e portanto, podem ser desprezadas. O gráfico da Figura 8.6 ilustra a Equação 8.1, mostrando o valor do desvio estimado $\Delta\varepsilon\%$ em função da espessura do dielétrico para diferentes valores de permissividade. Analisando as curvas cinza e verde, identifica-se que os erros de medição também são significativos, em torno de 4%, 5%, 13% e 8%, para os resultados obtidos com as

amostras de Presspahn A, B, C e Teflon, respectivamente.

Conforme as especificações do dispositivo, as variações da tangente de dissipação são consideravelmente menores, e portanto, pode ser desprezadas nesta análise em específico. No entanto, é importante ressaltar que a formulação apresentada em (AGILENT, 2008) considera amostras idealmente retificadas. Assim, conforme visto na Seção 6.1 do Capítulo VI, dependendo da rugosidade das lâminas os erros associados ao coeficiente de dissipação podem ser significativos.

Figura 8.6 – GRÁFICO/Erro estimado do cálculo da permissividade relativa em função das medidas de referência com o dispositivo DTF



Fonte: Elaborado pelo autor

8.4 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS PELO PROTÓTIPO COM OS VALORES DE REFERÊNCIA

Os valores de permissividade relativa, obtidos através das medidas feitas pelo DTF se mostraram numericamente maiores que os medidos com o protótipo, em proporção superior às faixas de incerteza. Isto pode estar relacionado com o efeito dos espaços vazios

entre as lâminas causado pela rugosidade da camada de cobre dos eletrodos. Quanto ao coeficiente de dissipação, as diferenças foram maiores para os dielétricos de menor perda, corroborando com as conclusões apresentadas no Capítulo VI e com o gráfico da Figura 6.4. O teflon, material de menor perda, apresentou uma variação de quase 2000%.

Uma segunda hipótese que poderia explicar o distanciamento dos parâmetros obtidos pelo protótipo dos valores de referência é o fato de que as amostras, apesar de serem planas, não são retificadas. Isto levanta dúvidas acerca da confiabilidade dos valores de referência, principalmente em relação ao coeficiente de dissipação.

Os resultados obtidos mostraram que o protótipo possui um deficitário acoplamento entre os eletrodos e a amostra. Sua grande área, apesar de contribuir facilitando a medição de uma capacitância maior, tem como ponto negativo uma região muito extensa definir o valor médio da espessura do dielétrico. No entanto, para amostras com alto valor de $\text{tg}(\delta)$, ou quando se pretende fazer uma análise qualitativa de determinado material, as medidas obtidas com o protótipo podem ser satisfatórias.

8.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma aplicação dos conceitos abordados no presente trabalho. Foi construído um protótipo para caracterizar dielétricos no formato de lâmina e foram obtidas as medições dos parâmetros dielétricos de materiais isolantes, que são tradicionalmente empregados na eletrotécnica. Os resultados foram comparados com valores de referência, obtidos através de medições com um dispositivo comercial.

■ CAPÍTULO 9 ■

CARACTERIZAÇÃO DE COMPOSTES DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

Neste capítulo final serão empregados as técnicas que foram desenvolvidas e apresentadas no decorrer deste trabalho com o intuito de propor uma solução para a obtenção experimental dos valores dos parâmetros dielétricos de fibras e composites de placas de circuito impresso (PCB). Buscando um possível emprego da metodologia desenvolvida em uma linha de produção, aspectos relacionados à viabilidade econômica devem ser considerados.

9.1 CONCEPÇÃO

Conforme visto no capítulo anterior, os resultados comparativos indicaram que as condições inapropriadas de acoplamento entre as lâminas de cobre e o dielétrico introduziram erros sistemáticos significativos nas medições dos parâmetros dielétricos. A matéria prima de PCBs é fornecida em lâminas que podem ser *single layer* ou *dual layer*. Isto significa que são compostas de um composite revestido com cobre em apenas um dos lados da placa, ou em ambos os lados. Assim, torna-se possível que os eletrodos do capacitor de placas paralelas sejam formatados diretamente na PCB, através de métodos de corrosão do metal em placas do tipo *dual layer*. Desta forma, os erros causados por espaços vazios entre as partes constituintes do capacitor são reduzidos.

9.1.1 Testes iniciais

Com a finalidade de verificar os benefícios de formatar os eletrodos diretamente na placa frente à metodologia aplicada no capítulo anterior, foi feito um teste inicial para um composite de fibra CTI600, fabricado pela empresa KINGBOARD LAMINATES HOLDINGS LIMITED, lote de 19/06/2019. A espessura típica da placa é de 1,6mm e suas duas camadas de cobre têm espessura de 17,5 μ m. Os eletrodos foram implementados em mesmo formato e dimensões do projeto apresentado na Figura 8.1. A Figura 9.1 mostra dispositivo pronto, com seus três terminais soldados, referentes aos contatos elétricos com o eletrodo inferior, com o prato central e com o anel de guarda.

A Tabela 9.1 traz os resultados obtidos através das medições

Figura 9.1 – Amostra de teste para medição do material de PCB



Fonte: Elaborado pelo autor

em 100KHz , seguindo a mesma metodologia do capítulo anterior, com o osciloscópio para as configurações, (I) e (II). A primeira delas (I), seguindo a metodologia adotada com o uso do anel de guarda. A segunda (II), alimentando apenas o prato central no eletrodo superior e aterrando o anel, para poder verificar a influência do uso do anel de guarda. Os valores de referência também foram obtidos com o emprego do dispositivo comercial DTF em três amostras da placa. Os valores do erro estimado para a medição com o DTF foram de aproximadamente 2,3%.

Tabela 9.1 – Tabela de resultados dos ensaios com a placa de fibra com anel de guarda

| | I | II | DTF |
|---------------------|-------|-------|-------|
| ε_r | 4,80 | 4,84 | 4,76 |
| $\text{tg}(\delta)$ | 0,040 | 0,039 | 0,013 |

Fonte: Elaborado pelo autor

Comparando os resultados obtidos, para o valor calculado da permissividade relativa, ambas as configurações I e II resultaram em valores dentro da faixa de erro da medida de referência, sendo que o resultado sem a anulação dos campos dispersos apresentou diferença de 1,68%. Quanto ao coeficiente de dissipação, a diferença ainda é significativa (em torno de 400%). Isto leva a hipótese de que o problema esteja relacionado também à desvios do valor ângulo entre a tensão e a corrente, medido pelo osciloscópio.

Um segundo aspecto que pode interferir na medição do coeficiente de dissipação é a existência do material que faz a junção entre a fibra e a lâmina de cobre. Tanto as placas de fenolite como as de fibra, possuem superfície plana, porém não retificada. Seguindo a análise feita na Seção 6.1 do Capítulo VI, espera-se que a camada de cobre seja capaz de preencher os espaços vazios de modo que a região de rugosidade seja composta pelo material condutor. De acordo com o gráfico da Figura 6.4, para o meio 1 condutor, $\text{tg}(\delta_1)$ tente ao infinito e o erro do cálculo do coeficiente de dissipação do material tenderia a zero. No entanto, a existência de outro material não condutor entre o cobre e a fibra pode invalidar completamente esta análise.

9.1.2 Definição da metodologia e instrumentação adequada para as medições

Buscando obter menor erro no cálculo do coeficiente de dissipação, investiga-se a possibilidade de realizar as medições com uma ponte RLC a dois terminais. Este equipamento, além de ser mais adequado que um osciloscópio no desempenho da função de medir impedâncias, é financeiramente mais atrativo.

Conforme citado nos capítulos anteriores, a desvantagem do emprego de um medidor RLC a dois terminais é que torna-se necessário abrir mão do uso do anel de guarda. Pelos valores dos parâmetros indicados na Tabela 9.1, nas configurações I e II, verifica-se que a diferença entre os resultados obtidos no teste, com ou sem o anel de guarda, é desprezível frente as demais variações associadas. No entanto, isto é válido somente para a amostra em

questão. Deste modo, para quaisquer outras configurações, devem-se avaliar os aspectos de projeto apresentados na Seção 4.2.1.1 do Capítulo IV para que se possa formatar as amostras de modo a limitar os erros sistemáticos causados por campos dispersos.

9.1.2.1 Formatação das amostras

Para a realização dos testes, foram utilizadas seis placas distintas, cujas especificações são:

| | | | | | |
|---------|---|----------|---------|----------|-------------------|
| Placa A | : | Fenolite | d=1,6mm | t=35,0um | Lote-2017 |
| Placa B | : | Fibra | d=1,6mm | t=17,5um | Lote-19/06/2019 |
| Placa C | : | Fibra | d=1,6mm | t=17,5um | Lote-Desconhecido |
| Placa D | : | Fibra | d=0,8mm | t=17,5um | Lote-11/05/2018 |
| Placa E | : | Fibra | d=0,8mm | t=17,5um | Lote-17/02/2016 |
| Placa F | : | Fibra | d=2,4mm | t=17,5um | Lote-17/06/2014 |

Buscando padronizar as amostras, é definido o diâmetro dos eletrodos, limitando os erros causados por campos dispersos, para o pior caso, em um valor definido como sendo 2,5%. A Placa F deve apresentar maior erro por conta de sua espessura ser superior às demais ($d = 2,4mm$). Seguindo a metodologia apresentada na Seção 4.2.1.1 do Capítulo IV e considerando inicialmente o gráfico da Figura 4.5, que relaciona o erro em função da espessura (d), tem-se:

$$\begin{aligned}
 max\% &= 2,5\% \\
 a &= 2,4mm \\
 a\% &= 3,0\% \\
 a'\% &= 1,5\%
 \end{aligned}$$

$$max'\% = 2,5 - (3,0 - 1,5) = 1,0\% \quad (9.1)$$

Considerando os dados de catálogo dos materiais disponíveis, observa-se que para todos eles o valor de permissividade é superior a 4 ($\epsilon_r > 4$). Portanto, avaliando o gráfico da Figura 4.4, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \max\%_2 &= 1,0\% \\
 a_2 &= 4,0 \\
 a\%_2 &= 1,15\% \\
 a'\%_2 &= 1,45\%
 \end{aligned}$$

$$\max'\%_2 = 1,0 - (1,15 - 1,45) = 1,3\% \quad (9.2)$$

A espessura dos eletrodos é inferior a $0,1\text{mm}$, este é o menor valor representado no gráfico da Figura 4.6. Portanto, este será o parâmetro escolhido, obtendo-se:

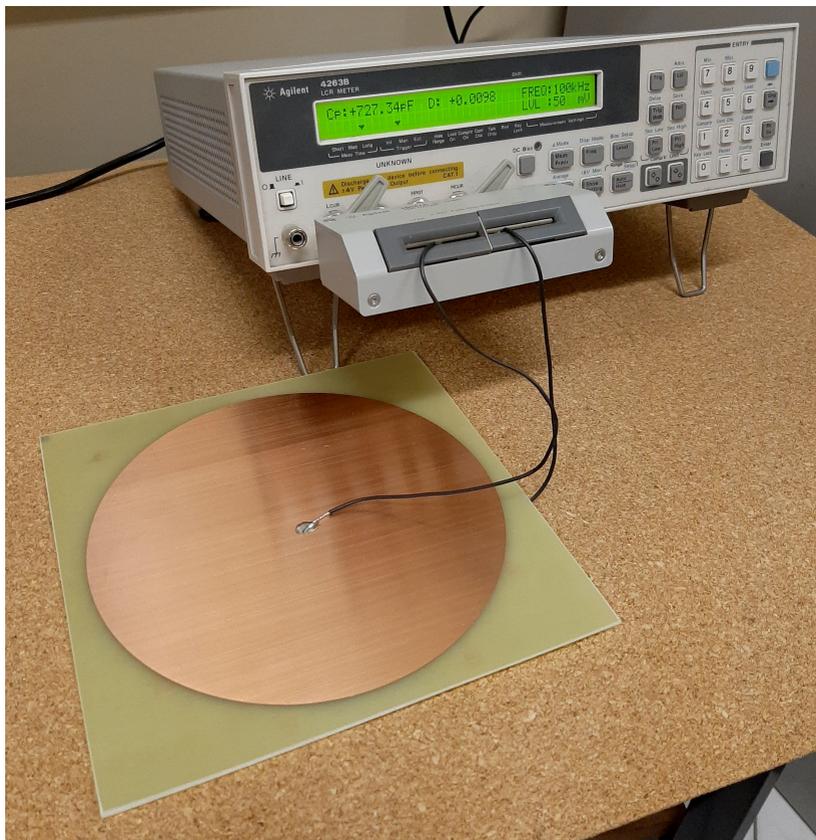
$$\begin{aligned}
 \max\%_3 &= 1,3\% \\
 a_3 &= 0,1\text{mm} \\
 a\%_3 &= 1,25\% \\
 a'\%_3 &= 1,45\%
 \end{aligned}$$

$$\max'\%_3 = 1,3 - (1,25 - 1,45) = 1,5\% \quad (9.3)$$

Finalmente, define-se o raio R_a dos eletrodos através do gráfico da Figura 4.7, obtendo-se: $R_a = 10\text{cm}$. Nestas condições, para as placas de espessura $d = 1,6\text{mm}$ e $d = 0,8\text{mm}$, os erros máximos estimados são de aproximadamente 1,65% e 0,75%, respectivamente.

As medições de impedância foram feitas através do medidor RLC Agilent 4263B, conforme mostra a Figura 9.2. Para evitar significativos erros de imprecisão, a medição de impedância foi feita três vezes para cada amostra, e o valor médio foi utilizado para calcular os parâmetros do circuito equivalente.

Figura 9.2 – Teste em amostra com o medidor RLC



Fonte: Elaborado pelo autor

Após realizadas as medidas, de cada unidade testada, foram feitas outras três amostras para fornecerem os valores de referência. A Figura 9.3 mostra os pontos de recorte. Através de testes com o dispositivo de medição comercial DTF, foram obtidos os valores médios dos parâmetros para os materiais investigado. A Tabela 9.2 mostra a comparação dos resultados com os valores obtidos pelo medidor RLC. A variação $\Delta\%$ da última coluna, representa o módulo do desvio percentual dos parâmetros em relação ao valor de referência.

Figura 9.3 – Amostras das placas de fibra ou fenolite



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 9.2 – Tabela de resultados dos ensaios para as amostras de placas de circuito impresso

| | | RLC | DTF | $\Delta\%$ |
|---------|-----------------------|-------|-------|------------|
| Placa A | ϵ_r : | 5,21 | 5,02 | 3,78% |
| | $\text{tg}(\delta)$: | 0,037 | 0,038 | 2,63% |
| Placa B | ϵ_r : | 4,93 | 4,64 | 6,25% |
| | $\text{tg}(\delta)$: | 0,048 | 0,013 | 269% |
| Placa C | ϵ_r : | 4,83 | 4,46 | 8,30% |
| | $\text{tg}(\delta)$: | 0,047 | 0,013 | 262% |
| Placa D | ϵ_r : | 4,62 | 4,14 | 11,6% |
| | $\text{tg}(\delta)$: | 0,052 | 0,016 | 225% |
| Placa E | ϵ_r : | 4,67 | 4,23 | 10,4% |
| | $\text{tg}(\delta)$: | 0,048 | 0,015 | 220% |
| Placa F | ϵ_r : | 4,65 | 4,45 | 4,49% |
| | $\text{tg}(\delta)$: | 0,057 | 0,015 | 280% |

Fonte: Elaborado pelo autor

A variação entre os resultados das medidas obtidas com a ponte RLC e com a referência, apresentados na Tabela 9.2 é maior que as margens previstas pelo DTF. No entanto, considerando a rugosidade superficial das placas, entende-se que o valor de permissividade relativa obtido pela metodologia aqui desenvolvida é o mais confiável. A explicação para tal afirmação vem de que a existência de espaços vazios entre o condutor e o dielétrico acarretam na medição de um valor de permissividade relativa inferior ao real. Isto explica o porquê de as medidas de ϵ_r da coluna DTF serem menores que as da coluna RLC, para todas as amostras.

Os erros do coeficiente de dissipação foram relativamente grandes. Porém, menores para materiais de maior perda, em concordância com o que foi levantado na Seção 6.1 do Capítulo VI. Isto reforça a hipótese de que se trata da interferência do material que une as lâminas à fibra.

9.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Qualitativamente quanto à medição do coeficiente de dissipação, os resultados foram inconclusivos. A camada de cobre que reveste as placas, faz o papel de um eletrodo que se molda à superfície melhorando o acoplamento. Porém, por mínima que seja a espessura da camada de material colante, responsável pela junção entre o cobre e a fibra, pode haver desvios severos no cálculo do coeficiente de dissipação. As medições de referência também não podem ser consideradas absolutamente corretas pois a superfície das amostras não é retificada, o que abre margem para os mesmos desvios, conforme tratado no Capítulo VI.

Por outro lado, o método aqui proposto apresentou bons resultados para a medição do valor da permissividade real de placas de circuito impresso. Considerando a rugosidade superficial das chapas, medições através do dispositivo comercial DTF tendem a ser menos precisas, mas foram capazes de fornecer importantes critérios de proporção para a avaliação do método implementado. Neste âmbito, a influência de uma fina camada de material entre o cobre e a fibra, apesar de interferir nos resultados diminuindo o valor da permissividade,

não deve ser capaz de alterar severamente as medidas.

CONCLUSÃO

No presente Trabalho de Conclusão de Curso, foi desenvolvido um profundo estudo acerca das técnicas e procedimentos metodológicos para a obtenção experimental dos parâmetros dielétricos de materiais isolantes através de modelos capacitivos. Dos procedimentos mais primitivos aos aprimorados, foram analisadas as vantagens e desvantagens dos métodos para cada aplicação.

Partindo de uma exploração teórico-experimental sobre os efeitos causados por campos externos, rugosidade dos materiais, dimensionamento das escalas, *et cetera*, foi desenvolvida uma poderosa ferramenta de auxílio para novas investigações. Através deste estudo foi possível obter os parâmetros de projeto necessários para a formatação das amostras com maior controle dos erros sistemáticos de medição. Este trabalho aglutinou alguns dos estudos mais importantes do tema e resultou na elaboração de diversos gráficos, tabelas e formulações capazes de guiar e auxiliar novos pesquisadores em seus estudos e procedimentos laboratoriais de caracterização dos materiais dielétricos.

Discorreu-se extensivamente acerca dos efeitos de bordas em medições de capacitância. Capazes de desviar completamente as medidas, os efeitos de bordas são objeto de estudo há mais de cem anos. Este trabalho fez um contraste entre os métodos de correção analítica elaborados na década de 1870 e os atuais recursos numérico-computacionais. Foram realizadas centenas de simulações por método

de elementos finitos e comparados os resultados com os valores obtidos analiticamente, demonstrando a eficácia do método de correção analítica para grande parte das situações práticas.

Através de um extenso desenvolvimento teórico foi possível expandir os horizontes do conhecimento acerca da influência dos eletrodos e da rugosidade dos materiais na caracterização dos dielétricos. Concluiu-se que dependendo da qualidade do contato entre as partes que compõem o capacitor, os resultados podem ser completamente invalidados, sendo que a medição do coeficiente de dissipação é afetada com maior severidade em comparação com a permissividade. Como forma de atenuação destes efeitos, foram apresentadas técnicas para melhorar o acoplamento, preenchendo os espaços vazios com outro material conhecido ou com um condutor maleável.

Baseadas em modelos capacitivos cilíndricos, foram desenvolvidas duas técnicas para a medição da permissividade complexa do isolamento de fios de cobre esmaltado que se mostraram bastante promissoras. Um delas, permite a tração dos cabos, possibilitando o estudo das características dielétricas do isolando em condições de estresse mecânico. A segunda, propõe o uso de Gálio, um metal de baixo ponto de fusão que se molda ao condutor fazendo o papel de eletrodo externo.

Por fim, foi implementado o protótipo de uma bancada de testes para a medição de dielétricos planos e desenvolvida uma metodologia alternativa para realizar a caracterização de placas fibra e fenolite, aplicadas na indústria de PCBs.

A conclusão deste estudo abre espaço para continuidade. O protótipo desenvolvido pode ser adaptado para medições em níveis mais elevados de tensão, desde que bem dimensionado para que não haja rompimento da rigidez dielétrica dos materiais. Assim, é possível diminuir a frequência de teste, ou até mesmo, ensaiar a amostra em um transitório sob alimentação em tensão contínua. Os problemas associados ao mal acoplamento e efeitos da rugosidade pode ser contornados com o uso de materiais de contato como pastas condutoras ou finas camadas de pó metálico.

Também como sugestão para trabalhos futuros, pode-se explorar com maior profundidade o conceito da permissividade complexa e os fenômenos de polarização dielétrica. Ambos os temas possuem relação direta com a frequência de operação e podem ser avaliadas na prática, em contraste com os modelos adotados.

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e5

REFERÊNCIAS

- AGILENT. *Agilent 16451B Dielectric Material Test Fixture Operation Manual*. 2008. Citado 3 vezes nas páginas 120, 163 e 165.
- BASTOS, J. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e quase estática*. [S.l.: s.n.], 2008. 389 p. Citado na página 42.
- DUMMER, G. W. A. *Electronic Inventions and Discoveries*. [S.l.: s.n.], 1983. 233 p. ISBN 0080293549. Citado na página 32.
- GOMES, D. d. M. *Estudo dos mecanismos de relaxações dielétrica e mecânica na Borracha Natural*. 2008. Citado na página 39.
- HARTSHORN, L. et al. The effects of electrodes on measurements of permittivity and power factor on insulating materials in sheet form. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, v. 75, n. 456, p. 730–736, 1934. Citado 2 vezes nas páginas 122 e 129.
- HILLHOUSE, D. L.; PETERSON, A. E. A 300-kV Compressed Gas Standard Capacitor with Negligible Voltage Dependence. n. 4, p. 408–416, 1973. Citado na página 139.
- JERNEGAN, M. W. Benjamin Franklin's "Electrical Kite" and Lightning Rod. *The New England Quarterly, Inc.*, v. 1, n. 2, p. 180–196, 1928. Citado na página 32.
- KIRCHHOFF, G. ON THE THEORY OF CONDENSERS. 1877. Citado na página 105.
- LAURITZEN, J. I. THE EFFECTIVE AREA OF A GUARDED ELECTRODE. *Annual Report 1962 Conference on Electrical Insulation, CEI 1962*, n. 2, p. 67–70, 1963. Citado na página 93.
- MCADIE, A. The date of franklin's kite experiment. *American Antiquarian Society*, 1924. Citado na página 32.
- RUSHTON, E.; PRATT, E. J. Screened mercury-electrode clamps for dielectric measurements. *Journal of Scientific Instruments*, v. 17, n. 10, p. 247–248, 1940. Citado 2 vezes nas páginas 129 e 130.

SANFORD, F. Origin of the Electrical Fluid Theories. *The Scientific Monthly*, v. 13, n. 5, p. 448–459, 1921. Citado na página 33.

SCOTT, A. H.; CURTIS, H. L. Edge correction in the determination of dielectric constant. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, v. 22, n. 6, p. 747, 1939. Citado 5 vezes nas páginas 105, 106, 108, 111 e 116.

TAYLOR, J. R. *An introduction to error analysis: the study of uncertainties in physical measurements*. [S.l.: s.n.], 1997. 327 p. Citado 2 vezes nas páginas 67 e 68.

Von Hippell, A. *Dielectric Materials and Applications*. [S.l.: s.n.], 1954. Citado 2 vezes nas páginas 92 e 93.

Certificado de Conclusão

Identificação de envelope: D14589F230EC43A49F2552C68617C0C4

Status: Concluído

Assunto: DocuSign: TCC_-_Cristian_Franzoi_Mazzola_Final_ii.pdf

Origem do Envelope:

Qtde Págs Documento: 185

Assinaturas: 1

Remetente do envelope:

Qtde Págs Certificado: 2

Rubrica: 0

Rubens Nascimento

Assinatura guiada: Desativado

Rua Paschoal Apóstolo Pítsica, 5064 - Agronômica

Selo com ID do Envelope: Desativado

FLORIANOPOLIS, SC 88020010

Fuso horário: (UTC-03:00) Brasília

rubens.nascimento@engie.com

Endereço IP: 187.65.208.81

Rastreamento de registros

Status: Original

Portador: Rubens Nascimento

Local: DocuSign

10/12/2020 16:04:02

rubens.nascimento@engie.com

Eventos de Signatários

Rubens Nascimento

rubens.nascimento@engie.com

ENGIE BRASIL ENERGIA S.A

Nível de Segurança: E-mail, Autenticação da conta (Nenhuma)

Assinatura

DocuSigned by:

DE147319F8A9490...

Adoção de assinatura: Desenhado no dispositivo

Usando endereço IP: 200.9.2.31

Data/Hora

Enviado: 10/12/2020 16:04:55

Visualizado: 10/12/2020 16:05:06

Assinado: 10/12/2020 16:08:09

Assinatura de forma livre

Termos de Assinatura e Registro Eletrônico:

Não disponível através do DocuSign

Eventos de Signatários Presenciais

Assinatura

Data/Hora

Eventos de Editores

Status

Data/Hora

Eventos de Agentes

Status

Data/Hora

Eventos de Destinatários

Status

Data/Hora

Intermediários

Eventos de entrega certificados

Status

Data/Hora

Eventos de cópia

Status

Data/Hora

Cristian Franzoi Mazzola

cristian@eel.ufsc.br

Nível de Segurança: E-mail, Autenticação da conta (Nenhuma)

Copiado

Enviado: 10/12/2020 16:08:15

Termos de Assinatura e Registro Eletrônico:

Não disponível através do DocuSign

Eventos com testemunhas

Assinatura

Data/Hora

Eventos do tabelião

Assinatura

Data/Hora

Eventos de resumo do envelope

Status

Carimbo de data/hora

Envelope enviado

Com hash/criptografado

10/12/2020 16:04:55

Entrega certificada

Segurança verificada

10/12/2020 16:05:06

Assinatura concluída

Segurança verificada

10/12/2020 16:08:09

Concluído

Segurança verificada

10/12/2020 16:08:15

Para conferir integridade e assinaturas acesse: <https://www.assinebem.com.br/validar> e digite o código: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e7a

Eventos de pagamento

Status

Carimbo de data/hora

Assinado Digitalmente

Marcos Eduardo Guerra Alves
Marcos Alves

_Assinatura Digital

Solicitado em: 14/12/2020 15:05:53

Identificação: tcc.cristian_franzoi_mazzola_final.iii.pdf

Número de assinaturas: 1

Status: Assinado

_Solicitante

RADICE TECNOLOGIA EIRELI - ME

_Hash do arquivo original

f1b9e16814ffcf84965e3ede1ceaa704eaae6ad1a0
462cf9a19e93ed72409a54

_QR code



Assinaturas digitais:

Marcos Alves: Marcos Eduardo Guerra Alves/

ID: 605567af-c6f0-4cf1-a62d-1fbda5d7e480

Visualizado em: 14/12/2020 16:29:28

IP: 187.66.148.24

Assinado em: 14/12/2020 16:30:48

Etapas de segurança

Confirmação
CPF

Dados básicos
(Nome, RG,
CPF)

E-mail

Autorização p/
assinatura
digital

Documento de
identificação

Acesse a URL abaixo para autenticar o documento

Autenticação Digital: 5c9b5e64-4502-456c-9822-5ecdd07f7e7a

<https://www.assinebem.com.br/validar>