



Ministério da
**Ciência, Tecnologia
e Inovação**



sid.inpe.br/mtc-m19/2012/02.15.16.56-TDI

CARACTERIZAÇÃO DE DIELETRICOS PARA SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ALTA ENERGIA E DE GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES AEROESPACIAIS

Lauro Paulo da Silva Neto

Dissertação de Mestrado do
Curso de Pós-Graduação em
Engenharia e Tecnologia Espaciais/
Gerenciamento de Sistemas Espaciais,
orientada pelo Dr. José Osvaldo Rossi,
aprovada em 28 de fevereiro de 2012.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3BCCSFP>>

INPE
São José dos Campos
2012

PUBLICADO POR:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GB)

Serviço de Informação e Documentação (SID)

Caixa Postal 515 - CEP 12.245-970

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/6921

Fax: (012) 3208-6919

E-mail: pubtc@sid.inpe.br

CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELLECTUAL DO INPE (RE/DIR-204):

Presidente:

Marciana Leite Ribeiro - Serviço de Informação e Documentação (SID)

Membros:

Dr. Antonio Fernando Bertachini de Almeida Prado - Coordenação Engenharia e Tecnologia Espacial (ETE)

Dr^a Inez Staciarini Batista - Coordenação Ciências Espaciais e Atmosféricas (CEA)

Dr. Gerald Jean Francis Banon - Coordenação Observação da Terra (OBT)

Dr. Germano de Souza Kienbaum - Centro de Tecnologias Especiais (CTE)

Dr. Manoel Alonso Gan - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos (CPT)

Dr^a Maria do Carmo de Andrade Nono - Conselho de Pós-Graduação

Dr. Plínio Carlos Alvalá - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (CST)

BIBLIOTECA DIGITAL:

Dr. Gerald Jean Francis Banon - Coordenação de Observação da Terra (OBT)

REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:

Marciana Leite Ribeiro - Serviço de Informação e Documentação (SID)

Yolanda Ribeiro da Silva Souza - Serviço de Informação e Documentação (SID)

EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:

Vivéca Sant´Ana Lemos - Serviço de Informação e Documentação (SID)



Ministério da
**Ciência, Tecnologia
e Inovação**



sid.inpe.br/mtc-m19/2012/02.15.16.56-TDI

CARACTERIZAÇÃO DE DIELETRICOS PARA SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ALTA ENERGIA E DE GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES AEROESPACIAIS

Lauro Paulo da Silva Neto

Dissertação de Mestrado do
Curso de Pós-Graduação em
Engenharia e Tecnologia Espaciais/
Gerenciamento de Sistemas Espaciais,
orientada pelo Dr. José Osvaldo Rossi,
aprovada em 28 de fevereiro de 2012.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3BCCSFP>>

INPE
São José dos Campos
2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Si38c Silva Neto, Lauro Paulo da.
Caracterização de dielétricos para sistemas de armazenamento de alta energia e de geração de RF em aplicações aeroespaciais / Lauro Paulo da Silva Neto. – São José dos Campos : INPE, 2012.
xxvi + 125 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m19/2012/02.15.16.56-TDI)

Dissertação (Mestrado em Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2012.

Orientador : Dr. José Osvaldo Rossi.

1. capacitores. 2. constante dielétrica. 3. armazenamento de energia. 4. rigidez dielétrica. 5. BST. 6. PZT. I.Título.

CDU 621.315.61

Copyright © 2012 do MCT/INPE. Nenhuma parte desta publicação pode ser reproduzida, armazenada em um sistema de recuperação, ou transmitida sob qualquer forma ou por qualquer meio, eletrônico, mecânico, fotográfico, reprográfico, de microfilmagem ou outros, sem a permissão escrita do INPE, com exceção de qualquer material fornecido especificamente com o propósito de ser entrado e executado num sistema computacional, para o uso exclusivo do leitor da obra.

Copyright © 2012 by MCT/INPE. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, microfilming, or otherwise, without written permission from INPE, with the exception of any material supplied specifically for the purpose of being entered and executed on a computer system, for exclusive use of the reader of the work.

Aprovado (a) pela Banca Examinadora
em cumprimento ao requisito exigido para
obtenção do Título de Mestre em

Engenharia e Tecnologia
Espaciais/Gerenciamento de Sistemas
Espaciais

Dr. Leonel Fernando Perondi

Presidente / INPE / São José dos Campos - SP

Dr. José Osvaldo Rossi

Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

Dra. Maria do Carmo de Andrade Nono

Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

Dr. Olympio Lucchini Coutinho

Convidado(a) / DCTA / São José dos Campos - SP

Este trabalho foi aprovado por:

maioria simples

unanimidade

Aluno (a): Lauro Paulo da Silva Neto

São José dos Campos, 28 de fevereiro de 2012

De fato, onde está o seu tesouro, aí estará também o seu coração.

Mateus 6, 21-22

A meus pais, meus heróis e conselheiros.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por tudo que tenho e sou, por estar ao meu lado nos momentos bons e ruins, me protegendo e guiando.

A toda minha família principalmente meus pais, José Paulo da Silva e Abigail Silvana de Oliveira Silva pelo apoio, conselho, incentivo aos estudos e pela educação que me proporcionaram. A minha namorada Tatiane Cristine Dutra pelo carinho, vibração e boas energias que me transmite constantemente. Ao meu irmão Elias Oliveira Paulo da Silva por me fazer refletir sobre a vida.

Ao meu orientador e amigo José Osvaldo Rossi que além de passar toda a base do conhecimento teórico e técnico, esteve presente em todos os momentos desta dissertação de mestrado contribuindo sempre, seja na presença para obtenção dos resultados, na revisão dos trabalhos científicos publicados e da própria dissertação.

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), pela oportunidade de realizar o curso de mestrado e utilização de suas instalações.

Ao Ataíde pelos resultados do EDX e pelas imagens de ruptura (MEV) das amostras cerâmicas, e aos amigos do Laboratório Associado de Plasma (LAP), que contribuirão com desenho técnico e montagem estrutural mecânica para os circuitos elétricos.

Aos Professores do curso CSE na transmissão de todo o conhecimento voltado ao ambiente espacial e todos que contribuíram de forma direta e indiretamente para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao grupo DEA (divisão de eletrônica Aeroespacial), pelo uso da ponte RLC da marca HP. Ao Alexandre e Jonilson do LIT (Laboratório de Integração e Teste) por possibilitar as medidas usando a ponte RLC da Agilent.

A Professora Maria do Carmo pelo apoio durante todo o curso. Rodrigo pelo auxílio nas medidas na câmara climática do LAS (Laboratório associado de sensores).

Ao Escritório de Pesquisa Científica da Força Aérea Americana (AFOSR) pelo auxílio financeiro dado sob contrato no. FA9550-10-1-0013.

Ao CNPq pelo apoio financeiro sob a forma de bolsa de estudos para programa de mestrado.

A CAPES e ao setor de PG do INPE pelo apoio financeiro dado para participação em congressos.

RESUMO

Com a finalidade de se obter uma excelente confiabilidade em circuitos elétricos para aplicações espaciais, este trabalho de dissertação apresenta um sistema de caracterização de dois materiais cerâmicos bastante conhecidos, normalmente usados em componentes eletrônicos: a cerâmica à base de titanato de bário (BT) empregada na construção de capacitores cerâmicos comerciais de alta tensão e a cerâmica PZT empregada como elementos sensores e transdutores em aplicações espaciais. O sistema de caracterização apresentado consiste em determinar os elementos químicos que compõem estas cerâmicas, usando diagnósticos de superfície de materiais tais como EDX e MEV; testar a máxima tensão de ruptura (BD) em condições pulsadas; e checar suas propriedades lineares, o que é feito através da medida de perdas da curva histerese e de sua constante dielétrica (ou capacitância) em função da tensão aplicada, temperatura e frequência. Além do mais, a análise de BD tem sido feita usando-se a estatística gráfica de Weibull para calcular a tensão de BD média do material nos testes pulsados. Basicamente, o ponto chave deste trabalho é checar o uso de PZTs em armazenamento de alta energia, comparando-se as propriedades dielétricas destes materiais com as das cerâmicas BT, as quais têm sido usadas com grande sucesso nesta área até o momento. As cerâmicas elétricas, muito utilizadas como meio dielétrico em capacitores de alta tensão, tem como característica alta constante dielétrica (na faixa de 1000 até 10000) com uma alta rigidez dielétrica (de 100 a 200 kV/cm). Os capacitores cerâmicos apresentam respostas CxV não lineares com variação da capacitância em torno de 50 %, cuja característica é favorável para a construção de linhas de transmissões não lineares (LTNLS) a serem usadas na geração de RF. Porém, esta característica é não desejável em sistemas de armazenamento de alta energia, uma vez que a energia armazenada no dielétrico do capacitor varia com a diminuição da capacitância, o que pode levar a falhas nos circuitos durante a operação. As cerâmicas PZTs, muito empregadas como sensores, podem ser uma boa escolha como meio dielétrico em capacitores de AT em sistemas de armazenamento de alta energia, devido a alta constante dielétrica, em torno de 1000, e com rigidez dielétrica medida de aproximadamente 50 kV/cm. Os resultados da caracterização das cerâmicas PZTs mostraram uma pequena variação da capacitância, da ordem de 17 % comparado com o caso dos capacitores (50 %) perto da tensão nominal, implicando que a energia armazenada no dielétrico do PZT também varia pouco, estando próxima do caso ideal esperado. Finalmente, as cerâmicas PZTs mostram um bom desempenho em condições AC devido ao baixo fator de perdas medido 0,01 a 0,05, dependendo da frequência ajustada, o que significa que elas podem ser aplicadas em LTNLS para a geração de RF de alta potência acima de 200 MHz, apesar de sua baixa não linearidade da ordem de 17 % na máxima tensão aplicada.

DIELECTRIC CHARACTERIZATION FOR STORAGE SYSTEM OF HIGH ENERGY AND GENERATION OF RF IN AEROSPACE APPLICATIONS

ABSTRACT

In order to obtain an excellent reliability in electric circuits for space applications, this thesis work presents a characterization system for two well-known ceramic materials, normally employed in electronic components: the barium titanate (BT) based ceramic generally used in the construction of HV commercial ceramic capacitors and the PZT ceramic used as sensor and transducer devices in industrial applications. The characterization system presented consists of determining the chemical elements that compose these ceramics using materials surface diagnostics such as EDS and MEV; testing their maximum dielectric breakdown (BD) voltage on pulsed conditions; and checking their linear properties, which has been made by measuring the hysteresis curve losses of these materials and their dielectric constant (or capacitance) as function of the applied voltage, temperature and frequency. In addition, the BD analysis has been carried out by using the Weibull probability statistics for calculating the average breakdown voltage of the dielectric material on pulsed tests. Basically the key point in this work is to assess the use of PZTs for high-energy storage system by comparing their dielectric properties with those from BT ceramics, which has been applied in this area with great success so far. Dielectric ceramics normally used as dielectric medium in HV capacitors present high dielectric constant (of the order of 1000 up to 10000) with high breakdown strength (BDS), on the order of 100 - 200 kV/cm. Ceramic capacitors present a $C \times V$ nonlinear response with variation of about 50 %, whose characteristic is suitable for the construction of nonlinear transmission lines to be used in RF generation. However, this characteristic is not suitable for high-energy storage systems as the energy stored in the capacitor dielectric varies with the decreased capacitance, which may lead to possible faults in the circuits during operation. The PZT ceramics, largely used as sensors, can be a good choice as dielectric medium in HV capacitors in high energy storage systems because of their high dielectric constant (about 1000) and high BDS measured of 50 kV/cm approximately. The PZT ceramics results showed a low capacitance variation on the order of 17 % compared to ceramic capacitors cases (50 %) near their rated nominal voltage, implying also that the energy stored into the PZT dielectric varies little, being closer to expected ideal case. Finally, PZTs shows a good performance on AC conditions due to the loss tangent measured of 0.01 to 0.05 depending on the set frequency, which means that they can be applied in NLTLs for RF high power generation above 200 MHz, despite their lower nonlinearity factor on the order 17 % at full voltage.

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pag.</u>
Figura 3.1 – Capacitor convencional de placas paralelas.	11
Figura 3.2 - Polarização dos dipolos em um meio dielétrico.	15
Figura 3.3 - Modelos de capacitor para baixa frequência com resistência em paralelo e série.	16
Figura 3.4 - Diagrama fasorial da corrente no capacitor real com a resistência em paralelo.	16
Figura 3.5 - Diagrama fasorial da tensão no capacitor real com a resistência em série.	17
Figura 3.6 - Modelo completo do capacitor com as três fontes de perdas.	18
Figura 3.7 – Resposta do fator de dissipação em função da frequência.	20
Figura 3.8 - Modelo do capacitor para alta frequência.	21
Figura 3.9 – Comportamento do capacitor em frequência (a) impedância Z e (b) ângulo de fase.	22
Figura 3.10 – Resposta em frequência para o capacitor de 470 pF sem os terminais (a) impedância Z e (b) ângulo de fase.	22
Figura 3.11 – Resposta em frequência para o capacitor de 470 pF com os terminais (a) impedância Z e (b) ângulo de fase.	23
Figura 3.12 – Densidade de potência x densidade de energia para diferentes sistemas de armazenamento de energia.	24
Figura 4.1 - Estrutura Perovskita do Titanato de Bário: (a) célula unitária; (b) rede cristalina.	28
Figura 4.2 - Constante dielétrica do BaTiO ₃ em função da temperatura e transição de estrutura.	29
Figura 4.3 - Estrutura do PZT em função da temperatura.	32
Figura 4.4 - Célula unitária (a) centrossimétrica (b) não centrossimétrica.	34
Figura 4.5 - PZT polarizado sem tensão aplicada.	34
Figura 4.6 - Comportamento do PZT em função da tensão aplicada (a) sentido igual à polarização remanente (b) sentido oposto.	35
Figura 5.1 - Circuito para medida de C x V.	40
Figura 5.2 - Porta amostra usado para o PZT na medida de C x V.	41

Figura 5.3 – Circuito para medida de C x V para o capacitor de 100 pF (a) arranjo do circuito (b) capacitor 100 pF no suporte.	41
Figura 5.4 - Porta amostra usado para os testes C x f e de BD no PZT.	42
Figura 5.5 – Equipamentos usados para as medida de C x f (a) capacitor cerâmico conectado diretamente ao módulo de acoplamento (b) PZT conectado ao módulo utilizando uma porta amostra.	43
Figura 5.6 – Laço de histerese da curva P x E.....	44
Figura 5.7 – Circuito para medida P x E (a) arranjo experimental (b) DST submerso em óleo de transformador.....	45
Figura 5.8 – Circuito Sawyer-Tower.	46
Figura 5.9 - Circuito primário usado para produção do pulso na entrada da bobina de ignição.	48
Figura 5.10 - Circuito secundário usado na produção do pulso de alta tensão.	48
Figura 5.11 - (a) Arranjo experimental para medida de rigidez dielétrica e (b) conjunto porta amostra/PZT imerso em óleo.....	49
Figura 6.1 – Curvas C x V de alguns capacitores comerciais cerâmicos fornecidas pelo fabricante Murata.	56
Figura 6.2 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 4,7 nF/ 2 kV.	56
Figura 6.3 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 10 nF/ 2 kV.	57
Figura 6.4 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 2,2 nF/ 3 kV.	58
Figura 6.5 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 1 nF/ 2 kV.	59
Figura 6.6 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 470 pF/ 3 kV.	59
Figura 6.7 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 100 pF/ 3 kV.	60
Figura 6.8 - Energia armazenada nos capacitores cerâmicos comerciais para o caso ideal e experimental.....	61
Figura 6.9 - Medida C x V para o PZT-D-01 tipo 4.	62
Figura 6.10 - Medida C x V para o PZT-D-02 tipo 4.	62
Figura 6.11 - Medida C x V para o PZT-D tipo 8.	63
Figura 6.12 - Energia armazenada nos PZT's D-01 e D-02.....	64
Figura 6.13 – (a) Resposta em frequência de Z e R _{ES} do capacitor cerâmico de 1 nF e (b) correspondente diagrama de fase.	66

Figura 6.14 – (a) Resposta em frequência de C do capacitor de 1 nF e (b) correspondente $\tan\delta$.	67
Figura 6.15 – (a) Resposta em frequência de Z e R_{ES} do capacitor cerâmico de 470 pF e (b) correspondente diagrama de fase.	68
Figura 6.16 – (a) Resposta em frequência de C para o capacitor de 470 pF e (b) correspondente $\tan\delta$.	68
Figura 6.17 – (a) Resposta em frequência de C para o capacitor de 100 pF e (b) correspondente $\tan\delta$.	69
Figura 6.18 – (a) Resposta em frequência de R_{ES} e Z para o capacitor de 100 pF e (b) correspondente diagrama de fase.	69
Figura 6.19 – (a) Resposta em frequência de C para o capacitor de 10 nF e (b) correspondente $\tan\delta$.	71
Figura 6.20 – (a) Resposta em frequência de R_{ES} e Z para o capacitor de 10 nF e (b) correspondente diagrama de fase.	71
Figura 6.21 – (a) Resposta em frequência de C (ou ϵ_r) para o PZT-D tipo 4 e (b) correspondente fator de perdas ($\tan\delta$).	72
Figura 6.22 – (a) Resposta em frequência de R_s e Z para o PZT-D tipo 4 e (b) correspondente diagrama de fase mostrando a transição.	73
Figura 6.23 – (a) Tangente de perdas para o PZT-D tipo 8 e (b) correspondente variação de C em frequência, mostrando quando o componente se torna indutivo.	74
Figura 6.24 – (a) Variação de R_{ES} e Z com f para o PZT-D tipo 4 com $\Phi < 5$ mm e (b) correspondente diagrama de fase sem transição indutiva.	75
Figura 6.25 – (a) Tangente de perdas em função de f e (b) correspondente variação de C para o PZT-D tipo 4 com $\Phi < 5$ mm.	75
Figura 6.26 - C x T para diferentes classes.	77
Figura 6.27 - Medida de C x T mostrada para o capacitor cerâmico 10 nF.	78
Figura 6.28 - Medida C x T para os capacitores cerâmicos: (a) 1 nF/ 2 kV e (b) 470 pF/ 3 kV.	79
Figura 6.29 - Medida C x T para o capacitor cerâmico 100 pF/ 3 kV.	79
Figura 6.30 - Medida C x T para o PZT-D tipo 4.	80
Figura 6.31 – Medida P x E para o capacitor de 1 nF/ 2 kV mostrada no modo XY na tela do osciloscópio.	82
Figura 6.32 – Medida P x E para o capacitor de 10 nF/ 2 kV mostrada no modo XY na tela do osciloscópio.	83
Figura 6.33 – Medida P x E para o PZT-P-01 polarizado (tipo 4) mostrado no modo XY na tela do osciloscópio.	84

Figura 6.34 – Medida P x E para o PZT-D-03 despolarizado (tipo 4) mostrado no modo XY na tela do osciloscópio.	85
Figura 6.35 – Medida P x E para o PZT-D tipo 8 despolarizado mostrada no modo XY na tela do osciloscópio.	86
Figura 6.36 – Espectro de EDX para o capacitor de 10 nF.	87
Figura 6.37 – Espectro de EDX para o capacitor de 100 pF.	88
Figura 6.38 – Espectro de EDX para o PZT-D tipo 4.	90
Figura 6.39 – Pulsos de saída do circuito de BD sem carga. Escala vertical.: 2 kV/div e escala horizontal.: 40 μ s/div.	92
Figura 6.40 - Tensão de BD para os capacitores de: (a) 1 nF e (b) 470 pF.	93
Figura 6.41 – Imagem obtida por MEV de um capacitor cerâmico comercial. .	93
Figura 6.42 - Tensão de BD para os PZTs: (a) D-01 e (b) D-02.....	94
Figura 6.43 – Imagem obtida por MEV da estrutura de um PZT-D tipo 4.	95
Figura 6.44 - Caminho de ruptura para o capacitor 4 de 1 nF / 2 kV imagens obtidas por: (a) estereoscopia ótica com aumento de 50 x e (b) MEV com aumento de 500 x.....	96
Figura 6.45 - Imagem obtida por MEV do caminho de ruptura no PZT após BD com aumento de 500x.....	97
Figura 6.46 - Gráfico da distribuição Weibull para o capacitor de 470 pF.	99
Figura 6.47 - Gráfico da distribuição Weibull para o capacitor de 100 pF.	100
Figura 6.48 - Gráfico da distribuição Weibull para o PZT-D tipo 4.	101
Figura 6.49 – Tangente de perdas em condições AC para; (a) capacitores cerâmicos comerciais e (b) cerâmicas PZTs.....	104
Figura 6.50 – $R_D(f)$ para os capacitores e PZTs usados na caracterização C x f.	105

LISTA DE TABELAS

	<u>Pag.</u>
Tabela I - Faixa de temperatura operacional e de sobrevivência de alguns equipamentos do satélite.....	8
Tabela II - Características elétricas de algumas cerâmicas e polímeros.....	30
Tabela III - Especificação elétrica e dimensões do dielétrico dos capacitores cerâmicos comerciais.....	37
Tabela IV - Capacitância e dimensões físicas do PZT.....	38
Tabela V - Especificação do fabricante.....	39
Tabela VI - Análise química do capacitor cerâmico de 10 nF, obtida por EDX..	87
Tabela VII - Análise química do capacitor cerâmico de 100 pF, obtida por EDX.	89
Tabela VIII - Análise química do PZT-D tipo 4, obtida por EDX.....	90
Tabela IX - Dados usados para o traçado da distribuição de WB (capacitor de 470 pF).....	99
Tabela X - Dados usados para o traçado da distribuição WB (capacitor de 100 pF).....	100
Tabela XI - Dados usados para o traçado da distribuição WB (PZT-D tipo 4).	101

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
RF	Radio Frequência
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo
PZT-D	Titanato Zirconato de Chumbo Despolarizado
PZT-P	Titanato Zirconato de Chumbo Polarizado
LTNL	Linha de Transmissão não Linear
RI	Radiação Infravermelha
DC	Tensão Contínua
AC	Tensão Alternada
XC	Reatância Capacitiva
XL	Reatância Indutiva
SC	Super Capacitor
AT	Alta Tensão
RFP	Rede Formadora de Pulso
BST	Titanato de Bário e Estrôncio
BD	Breakdown
WB	Weibull
FDP	Função densidade de Probabilidade
RLC	Resistor Indutor Capacitor
EDX	Espectroscopia por Energia Dispersiva de raios X
MEV	Microscópio Eletrônico de Varredura
TA	Temperatura Ambiente
T _c	Temperatura de Curie
DST	Dispositivo Sob Teste

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔT	Gradiente de temperatura
C	Capacitância
R	Resistência
ϵ_r	Constante dielétrica relativa
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
Q	Carga elétrica
V	Tensão elétrica
h	Espessura do dielétrico
A	Área do dielétrico
W	Energia acumulada no dielétrico
E	Campo elétrico
P	Polarização do dipolo
D	Densidade de carga nos eletrodos
ρ	Resistividade do dielétrico
ω	Frequência angular
π	Constante PI
f	Frequência
I	Corrente elétrica
L	Indutor
ξ	Coefficiente piroelétrico
β	Parâmetro de escala
η	Parâmetro de inclinação
δ	Desvio padrão
Z	Impedância
ϕ	Diâmetro

SUMÁRIO

	<u>Pag.</u>
1	INTRODUÇÃO..... 1
2	O AMBIENTE ESPACIAL..... 5
3	CAPACITORES..... 11
3.1.	Capacitores em regime de tensão DC e AC.....15
3.2.	Super capacitor23
4	CERÂMICAS DIELÉTRICAS..... 27
4.1.	Titanato de Bário.....27
4.2.	Titanato Zirconato de Chumbo.....31
4.2.1.	Efeito piezoelétrico33
4.2.2.	Polarização da cerâmica.....35
4.2.3.	Despolarização da cerâmica.....36
4.2.4.	Efeito piroelétrico36
5	METODOLOGIA 37
5.1.	Materiais.....37
5.2.	Procedimento experimental39
5.2.1.	Variação da capacitância (ou ϵ_r) em função da tensão DC40
5.2.2.	Medida da capacitância em função da frequência.42
5.2.3.	Variação da capacitância em função da temperatura43
5.2.4.	Medida da curva de histerese de polarização.....44
5.2.5.	Determinação da composição química dos dielétricos (capacitores cerâmicos comerciais e PZTs) usados na caracterização.46
5.2.6.	Medida da rigidez dielétrica.....47
5.2.7.	Identificação dos canais de ruptura no dielétrico.49
5.3.	Determinação da probabilidade de falha nos dielétricos cerâmicos usando a distribuição Weibull com dois parâmetros.50
6	RESULTADOS E DISCUSSÕES 55
6.1.	Variação da capacitância em função da tensão DC.....55
6.1.1.	Capacitor cerâmico comercial55
6.1.2.	Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)61
6.2.	Variação da capacitância em função da frequência.....64
6.2.1.	Capacitor cerâmico comercial64
6.2.2.	Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)72
6.3.	Variação da capacitância em função da temperatura.....76
6.3.1.	Capacitor cerâmico comercial76
6.3.2.	Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)80
6.4.	Medidas de polarização81
6.4.1.	Capacitor cerâmico comercial81

6.4.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)	83
6.5. Identificação dos elementos químicos do material	86
6.6. Medição da rigidez dielétrica	90
6.6.1. Capacitor cerâmico comercial	91
6.6.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)	94
6.7. Identificação dos canais de ruptura	95
6.7.1. Capacitor cerâmico comercial	95
6.7.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)	96
6.8. Probabilidade de falha utilizando a distribuição Weibull com dois parâmetros.....	97
6.8.1. Capacitor cerâmico comercial	98
6.8.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)	100
6.9. Discussão dos resultados	102
7 CONCLUSÃO.....	109
8 TRABALHOS FUTUROS.....	111
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	113
ANEXO A - TRABALHOS E APRESENTAÇÕES EM EVENTOS CIENTÍFICOS.....	121
ANEXO B - LAYOUT DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO E FOTOS DA MONTAGEM	125

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de novas tecnologias e materiais aplicado ao ambiente espacial (satélites) favorece a construção de equipamentos mais compactos, robustos e confiáveis, resultando em um sistema mais eficiente com menor custo. Os sistemas são divididos em subsistemas e estes podem ter subdivisões até chegar ao nível dos componentes. Os componentes em conjunto desempenham uma tarefa previamente estabelecida, o resultado deste conjunto define a resposta do subsistema, e a interação entre os resultados dos subsistemas define a resposta do sistema. Desta forma os componentes possuem papel fundamental na resposta final [1].

Os capacitores cerâmicos possuem diversas aplicações no meio eletrônico, dentre elas estão os sistemas de armazenamento de energia, filtros, geração de pulsos, e várias outras atividades desenvolvidas em conjunto com outros dispositivos eletrônicos [2].

Os capacitores cerâmicos adquiridos da indústria utilizam como meio dielétrico o composto à base de titanato de bário o qual é misturado ao dopante estrôncio, para deslocar a temperatura de Curie do material abaixo da temperatura ambiente, visto que neste caso o dielétrico passa da fase ferroelétrica (estrutura tetragonal) para paraelétrica (estrutura cúbica) [3]. Nesta condição, dependendo da porcentagem dos agentes dopantes empregados, o material dielétrico pode apresentar uma suave ou uma forte dependência da constante dielétrica (ϵ) com a tensão aplicada (V) bem com a temperatura (T) [4]. Em função da aplicação desejada, pode-se priorizar uma suave dependência de ϵ do material tanto de V bem como de T, por exemplo, em aplicações lineares no uso de capacitores cerâmicos para formação de pulsos retangulares por redes LC ou em sistemas de armazenamento de energia de alta potência [5][6]. Devido às características não-lineares das cerâmicas, elas podem ser usadas também na construção de linhas de transmissão não-lineares (LTNLs) na geração de ondas de sólitons de alta frequência (RF) [6].

Com a geração das ondas de sólitons vislumbra-se futuramente a construção de geradores compactos de RF de alta potência à base de componentes cerâmicos para uso em lasers [7] ou radares em aplicações nas plataformas móveis de sistemas de defesa, e também nos veículos espaciais (satélites) para comunicação, sem o emprego de tubos de propagação de ondas normalmente utilizados para amplificação do RF [8].

A cerâmica à base de titanato zirconato de chumbo ou mais conhecida como PZT (em abreviação a sua fórmula composta por Chumbo (Pb), Zircônia (Zr) e Titânio (Ti)) empregada como elemento sensor e ou transdutor pode também ser utilizada na construção de capacitores cerâmicos desde que o dielétrico não apresente o efeito piezoelétrico ou a polarização remanente, visto que estes materiais apresentam altas constantes dielétricas [9]. Visando uma melhor linearidade em função da tensão contínua (DC) e em busca de novos dielétricos que permitam armazenar uma grande quantidade de energia por unidade de volume (J/cm^3) na construção de capacitores de alta tensão (AT) com maior capacitância e tamanho reduzido, a cerâmica PZT foi escolhida devido a sua fácil aquisição no mercado.

Tendo em vista a qualidade e a confiabilidade em circuitos eletrônicos de um sistema, este trabalho de dissertação de mestrado conta com a caracterização de dois materiais cerâmicos (bastante utilizados em componentes eletrônicos): a cerâmica à base de titanato de bário empregado na construção de capacitores cerâmicos comerciais de alta tensão e a cerâmica PZT empregada em elementos sensores e transdutores. A caracterização destes materiais consiste na determinação dos elementos que compõem o material e nos testes de medida da capacitância em função da tensão, temperatura e frequência, bem como nos testes de medida da rigidez dielétrica, sendo sua principal característica de medida para aplicação na área espacial e industrial.

Por último, este trabalho de dissertação de mestrado tem como principal contribuição científica, primordialmente a caracterização do material cerâmico PZT como meio dielétrico para a construção de capacitores cerâmicos.

2 O AMBIENTE ESPACIAL

O ambiente espacial onde os veículos espaciais ou satélites irão operar varia de acordo com a missão. Os estudos do ambiente espacial na órbita da Terra mostram que os efeitos geofísicos mais relevantes no projeto de satélites são: gravidade, atmosfera (vácuo), radiação, temperatura, lixo espacial (debris), plasma e o campo magnético.

Para missões de baixa órbita a gravidade tem efeitos consideráveis. Sabendo que a Terra não é perfeitamente esférica as irregularidades do campo gravitacional são elementos de perturbação que devem ser considerados. O campo gravitacional da Terra é causado por sua massa, sendo dado pela aceleração gravitacional g cujo valor é da ordem de $9,8072467 \text{ m/s}^2$ perto de sua superfície, onde a aceleração da gravidade tem variações em distintas regiões na Terra devido ao acúmulo de massas tais como; montanhas, profundezas oceânicas e um grande volume de construções próximas [10].

A atmosfera terrestre é altamente complexa e os parâmetros relevantes são; densidade e pressão (que variam com a altitude devido ao efeito gravitacional); temperatura (que depende da radiação solar e das correntes de convecção atmosférica); e a composição química. Alguns dos efeitos do ambiente espacial são; a degasagem ou sublimação de substâncias químicas, ressecamento, erosão devido ao oxigênio atômico e a micro-soldagem [11].

O ambiente de radiação é um elemento de balanço na seleção da órbita, afetando tanto plataforma quanto a carga útil. Partículas carregadas com energias na faixa de dezenas de MeV são encontradas na magnetosfera da Terra no espaço interplanetário e na magnetosfera de outros planetas. As especificações do ambiente de radiação consideram todos os tipos de radiações, as reflexões gerais e susceptibilidades de missões específicas. As especificações são utilizadas na seleção dos componentes e nos tipos de blindagens.

Os elétrons e íons presos magneticamente em volta da Terra formam os cinturões de radiação também conhecidos como cinturões de Van Allen, que se estendem de 100 km até 65.000 km. O ambiente de radiação representa um importante risco para missões espaciais, onde partículas energéticas de cinturões de radiação e de atividade solar causam danos a componentes eletrônicos, células solares, câmeras, sensores entre outros equipamentos. Cargas elétricas podem penetrar camadas da estrutura e depositar cargas estáticas em materiais dielétricos como cabos, isolantes, placas de circuito impresso e partes metálicas não aterradas, o que pode levar a descargas elétricas gerando interferência eletromagnética [12].

A temperatura do ambiente espacial é influenciada principalmente pela órbita e altitude. A fonte majoritária de aquecimento sobre um satélite é sem dúvida o sol (temperatura de seu núcleo igual a 13.999.726,85°C e da superfície igual a 5.526,85°C) [11]. A variação da energia proveniente do sol chega a ser da ordem de $\pm 3,5\%$, dependendo da distância da Terra ao sol devido à Terra ter uma órbita elíptica. Porém há outras fontes de energia térmica que devem ser consideradas como o albedo e a radiação propagada da Terra. Albedo é uma fração de luz solar refletida de volta para o espaço de um planeta ou de seu satélite e é altamente variável com o ângulo de elevação solar e com a latitude. A luz solar que não é refletida como albedo é absorvida pela Terra (no caso de órbita terrestre) e eventualmente reenviada ao espaço como radiação infravermelha (RI). O nível de radiação reenviada depende particularmente da temperatura local e da quantidade de nuvens. Superfícies mais quentes emitem mais radiação (como regiões tropicais e desérticas). A radiação reenviada da Terra também diminui com a concentração de nuvens e com o aumento da latitude.

Outro aspecto que deve ser levado em consideração no espaço é o aquecimento pelas moléculas livres, afetando na temperatura externa do satélite, sendo uma consequência do bombardeio das moléculas nas camadas mais externas da atmosfera nos veículos espaciais.

O ambiente espacial para missões interplanetárias é muito mais complexo e severo do que na órbita da Terra. Para este tipo de missão, a temperatura dependerá diretamente do quadrado da distância do sol e da região que se encontra no espaço. No trajeto até atingir a órbita de um planeta, a única fonte de energia térmica é a solar. Ao entrar na órbita de um planeta estará sobre o efeito da energia do sol mais a do albedo e do RI (para diferentes planetas têm-se diferentes níveis de albedo e de RI).

O subsistema de controle térmico tem como tarefa manter e controlar a temperatura dentro dos limites requisitados para os diferentes subsistemas do satélite. Os limites são geralmente divididos em: limites de sobrevivência e operacionais (incluindo baixa e alta temperatura). O limite de sobrevivência abrange a faixa de temperatura do componente ou equipamento por toda sua vida, até mesmo fora de operação. Já o limite de operação respeita a faixa de temperatura permitida do componente ou equipamento. Quando excedido os limites, os componentes ou equipamentos podem ser danificados permanentemente. A Tabela I mostra típicas faixas de temperaturas para alguns componentes do satélite. O subsistema de controle térmico também deve garantir o gradiente de temperatura (ΔT) dentro do requisito de projeto, como exemplo, o subsistema de controle térmico deve garantir que a diferença entre dois lados da estrutura não exceda 30°C , onde a temperatura no espaço pode atingir de $+70^{\circ}\text{C}$ a -70°C . O ponto crítico do controle térmico em cumprir os requisitos de temperatura, é a rápida mudança na temperatura espacial. Podendo ter uma variação de aproximadamente 200°C em algumas dezenas de segundos ou minutos.

Para atender aos limites de temperatura, o controle pode ser realizado por meio de controle térmico passivo (coberturas e pinturas especiais) ou controle térmico ativo, sendo esse mais complexo e mais caro (tais como aquecedores e refrigerados elétricos) [1].

Tabela I - Faixa de temperatura operacional e de sobrevivência de alguns equipamentos do satélite.

Equipamentos	Típica faixa de temperatura °C	
	Operacional	Sobrevivência
Baterias	0 a 15	-20 a 25
Rodas de Reação	-10 a 40	-20 a 50
Sensores de Estrela	0 a 30	-10 a 40
Tanques de hidrazina	15 a 40	5 a 50
Antenas	-100 a 100	-120 a 120
Painéis solares	-150 a 110	-200 a 130

Fonte: [1].

Todo veículo espacial na órbita da Terra está exposto a um fluxo natural de micro-meteoróides e do lixo espacial produzido pelo homem. As colisões com estas partículas acontecem em altíssima velocidade e os danos causados pelas colisões dependem do tamanho, densidade, velocidade, direção das partículas e das características do veículo espacial. O lixo espacial (debris) produzido pelo homem pode ser lascas de tinta, parafusos, pedaços de satélites, estágios superiores de foguetes, etc. A população de objetos no espaço maior do que 1 cm está na faixa de 500.000 a 700.000 unidades. Micro-meteoróides são partículas naturais e quase todas originadas de asteróides ou cometas [12].

O campo geomagnético é devido às fontes de dentro da Terra, isto é causado pelo movimento do núcleo metálico de níquel e ferro no interior do planeta. O campo magnético da Terra é responsável por organizar o fluxo de plasma ionizado próximo do ambiente terrestre na ionosfera e magnetosfera devido aos ventos solares, determinando assim as ligações entre distintos regimes de plasmas. O campo magnético terrestre permite a medida de atitude de um satélite, ou seja, a determinação da orientação no espaço e também possibilita a realização de manobras de orientação do satélite utilizando-se de magnetotiques.

Veículos espaciais estão expostos às partículas carregadas do ambiente de plasma espacial. Estas partículas carregadas em contato com a superfície do veículo espacial altera o campo magnético ao seu redor. Partículas carregadas com nível abaixo de 50 keV são consideradas como plasmas e acima deste valor, considerada como ambiente de radiação segundo European Cooperation for Space Standardization (ECSS). A deposição de partículas carregadas na estrutura do veículo espacial chega a levar a níveis de tensões de até 1 MV, podendo resultar em descargas de alta tensão e corrente de fuga. A alta densidade de plasma causa a refração ou reflexão das ondas de rádio abaixo de uma frequência crítica, agindo como uma barreira para satélites de comunicação, sistemas de navegação e sistemas de rastreamento por satélite [12].

3 CAPACITORES

O capacitor é um componente eletrônico usado para armazenar cargas elétricas. Porém em conjunto com outros componentes desempenha funções variadas como filtros, acoplamento de sinal AC em fontes DC, correção de fator de potência, armazenadores de energia em redes formadoras de pulsos (PFNs), dentre várias outras utilizações no mundo eletrônico [2][13]. Sua disposição física típica é composta por duas placas condutoras (metais) e um material dielétrico como ilustrado na Figura 3.1. O material dielétrico nada mais é que um isolante elétrico situado entre dois condutores, podendo estar na forma de sólido, líquido ou gás. Os materiais comumente utilizados como meio dielétrico na forma sólida são: papel, vidro, mica, cerâmica, polímero dentre outros materiais. Na forma líquida podemos encontrar como meio dielétrico: óleo mineral (utilizado em transformadores), ascarel, óleo vegetal, óleo de silicone dentre outros. Podem ser utilizados como isolantes gasosos: ar, nitrogênio, hidrogênio, gases raros e hexafluoreto de enxofre.

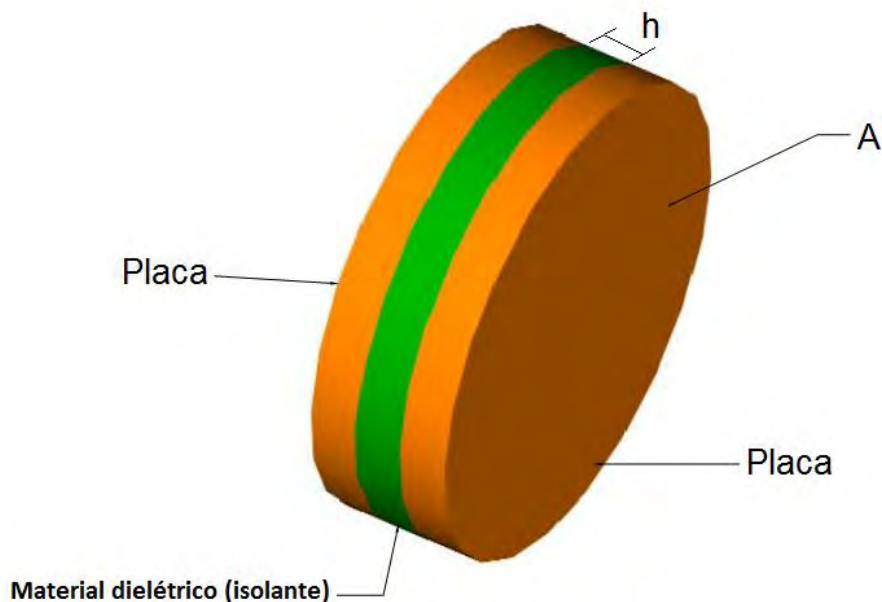


Figura 3.1 – Capacitor convencional de placas paralelas.

A carga armazenada em um capacitor (Q) é definida por sua capacitância (C) e pela diferença de potencial aplicada entre suas placas (V), de acordo com:

$$Q = CV. \quad (3.1)$$

A capacitância de capacitores de placas paralelas é definida pela propriedade elétrica do dielétrico que separa as devidas placas, e por sua geometria, conforme a Equação 3.2. Para o caso, que se utiliza o ar como meio dielétrico, o efeito do campo de borda é considerável e adotando-se a equação aproximada de Kirchoff tem-se a inclusão do efeito de borda no cálculo da capacitância conforme a Equação 3.3 [14]. O cálculo da capacitância considerando o efeito de borda para um meio dielétrico diferente do ar ou com $\epsilon_r \neq 1$ é definido pela equação aproximada de Shen *et al.* [15][16] (veja Equação 3.4). Porém, utilizando-se dielétrico com alto ϵ_r ($\gg 10$), como no nosso caso, o fator de correção devido ao efeito de borda (resultado entre chaves da Equação 3.4) é desprezível. Isto se deve ao aumento na retenção do fluxo elétrico no substrato do dielétrico e desta forma, a determinação da capacitância fica aproximadamente dada pela Equação 3.2.

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{h}, \quad (3.2)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{h} \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a} \left[\ln \left(\frac{a}{2h} \right) + \ln(16\pi) - 1 \right] \right\}, \quad (3.3)$$

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{h} \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r a} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}, \quad (3.4)$$

onde ϵ_r é a constante dielétrica relativa do material, ϵ_0 a permissividade elétrica do vácuo = $8,85 \times 10^{-12}$ F/m, A a área da placa condutora, a o raio do dielétrico e h a distância entre as placas [13]. Na verdade, ϵ_r é uma característica de cada material, obtida através da relação entre a permissividade elétrica do material (ϵ) e a permissividade elétrica do vácuo:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}. \quad (3.5)$$

Conhecendo-se a capacitância C e tensão aplicada V ao capacitor é possível determinara a energia W acumulada neste componente como:

$$W = \frac{CV^2}{2}. \quad (3.6)$$

A inserção de um material dielétrico que não o ar entre as placas condutoras, faz com que se aumente a densidade de carga elétrica armazenada entre as placas quando submetido a um campo elétrico E , devido ao efeito de polarização P do dielétrico. A polarização é o alinhamento dos dipolos no dielétrico devido a uma fonte de energia externa, podendo ser basicamente de três formas [13]:

- Eletrônica: resultado do deslocamento do núcleo positivo (prótons) de um átomo com relação a uma nuvem de elétrons carregada negativamente.
- Iônica: ocorre em materiais que são iônicos, visto que o campo aplicado desloca os cátions em uma direção e os ânions em direção oposta, formando o dipolo.
- Orientação: encontrado somente em substâncias que possuem momentos de dipolos permanentes, onde a polarização desloca o momento do dipolo na direção do campo elétrico.

Além disto, existem mais duas formas de polarização em condições térmicas que também é considerável em materiais dielétricos [17]:

- Dipolar: as moléculas dipolares que se encontram em movimento térmico caótico, são orientadas parcialmente pela ação do campo. Ao aumentar a temperatura às forças moleculares enfraquecem, diminuindo a viscosidade da substância de forma que se intensifica a polarização dipolar.

- Estrutural: é a orientação de estruturas complexas de materiais, devido ao deslocamento de íons e dipolos na presença de aquecimento. Aparece apenas em corpos amorfos e em sólidos cristalinos polares como no caso do vidro constituído de íons.

A polarização de materiais lineares pode ser obtida através da Equação 3.6, onde ϵ_r é independente do campo elétrico. A polarização é uma somatória de suas componentes: eletrônica, iônica, orientação e quando existir dipolar e estrutural [13].

$$P = \epsilon_o(\epsilon_r - 1)E. \quad (3.7)$$

A polarização em materiais dielétricos ocorre até um determinado nível de campo elétrico, denominado de ponto crítico ou máxima rigidez dielétrica do material. Quando o nível crítico é excedido, os elétrons da última camada de valência ficam completamente livres, iniciando um processo de condução de corrente elétrica através do dielétrico, conhecido como ponto de ruptura dielétrica do material. No campo da engenharia de potência pulsada, o máximo campo elétrico que um material isolante pode resistir sem perder a isolação, é um dos mais importantes focos de estudos. A alta rigidez dielétrica conduz a um aumento significativo da densidade de carga armazenada, permitindo a redução no volume do componente. Se a rigidez dielétrica do isolante utilizado no capacitor é aumentada por um fator igual a dois, seu volume pode ser reduzido em um quarto do tamanho original. A densidade de energia é proporcional ao quadrado da rigidez dielétrica [18].

A Figura 3.2 mostra o aumento da densidade de carga nas placas do capacitor, utilizando um meio dielétrico diferente do ar. A carga total armazenada Q é uma somatória da carga inicial Q_0 no capacitor (sem inserção do dielétrico) com a carga Q_d devido à polarização do material dielétrico entre as placas.

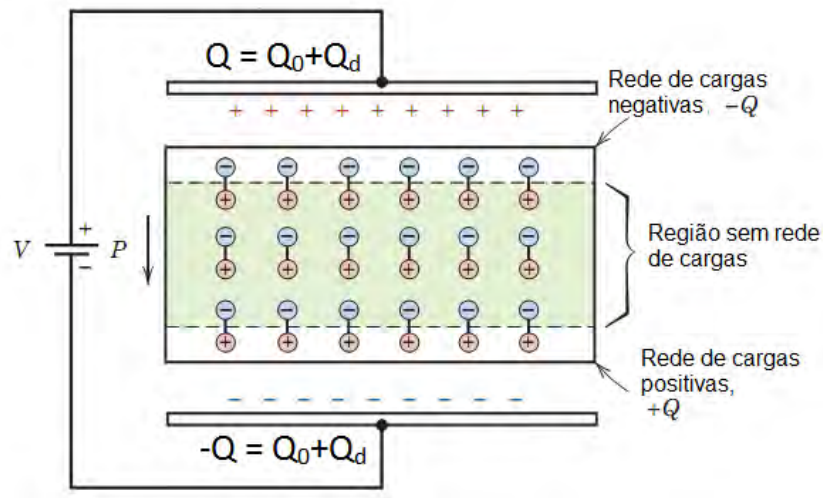


Figura 3.2 - Polarização dos dipolos em um meio dielétrico.

A densidade de carga superficial das placas, utilizando um meio dielétrico é obtida em função do campo elétrico E e da polarização P como:

$$D = \epsilon_0 E + P, \quad (3.8)$$

onde a densidade de carga superficial em C/m^2 é calculada como $|D| = Q/A$.

3.1. Capacitores em regime de tensão DC e AC

Em condições DC a resistência de um capacitor ideal é infinita. Porém no caso real existe uma resistência finita definida como R_L , a qual pode ser calculada pela sua geometria e pela resistividade do dielétrico (ρ), conforme:

$$R_L = \rho \frac{h}{A}, \quad (3.9)$$

onde h é a espessura do dielétrico e A a área do dielétrico.

A resistência R_L representa as perdas por efeito joule em condições DC ou AC de baixa frequência devido a corrente de fuga no dielétrico. O aquecimento do dielétrico diminui a resistividade, ocasionando uma maior drenagem de corrente e, portanto, mais perdas.

A representação do modelo do capacitor em baixa frequência, geralmente encontrada na literatura é com uma resistência em paralelo (R_P), ou em série (R_S) conforme apresentado na Figura 3.3.

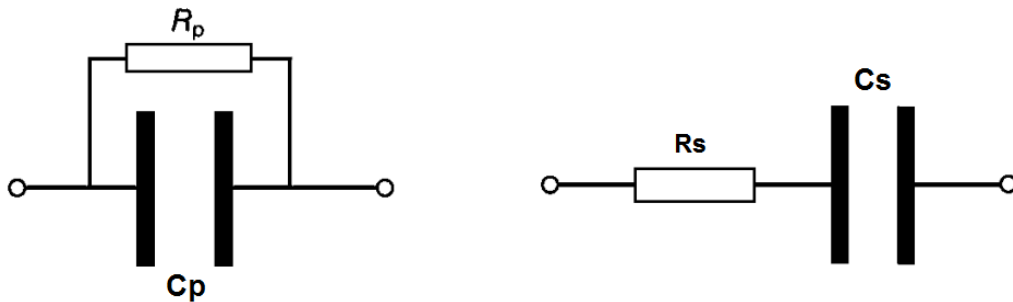


Figura 3.3 - Modelos de capacitor para baixa frequência com resistência em paralelo e série.

Quando o capacitor é submetido a uma tensão AC, as seguintes análises de circuitos nos modelos são levadas. Para o caso que se tem a resistência em paralelo com o capacitor, produz-se uma corrente capacitiva I_c com ângulo de 90° adiantado em relação à tensão aplicada V , conforme ilustrado pelo diagrama fasorial na Figura 3.4.

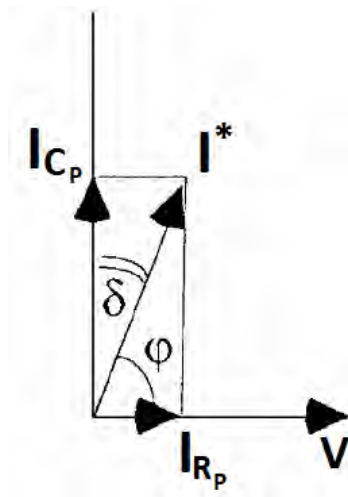


Figura 3.4 - Diagrama fasorial da corrente no capacitor real com a resistência em paralelo.

Fonte: [19].

A amplitude da corrente capacitiva é definida pela Equação 3.10, e a amplitude da corrente resistiva I_R pela Equação 3.11. O vetor da corrente total I^* na Figura 3.4 está adiantado do vetor V por um ângulo φ definido na Equação 3.12, onde δ do diagrama fasorial é o ângulo de perdas e sua tangente ($\tan\delta$) definida como o fator de dissipação elétrica (D), conforme Equação 3.13 [19]. A resistência em paralelo é obtida através da Equação 3.14.

$$I_{C_P} = \omega C_P V, \quad (3.10)$$

$$I_{R_P} = \frac{V}{R_P}, \quad (3.11)$$

$$\varphi = 90^\circ - \delta, \quad (3.12)$$

$$D = \tan\delta = \frac{1}{\omega C_P R_P}, \quad (3.13)$$

$$R_P = \frac{1}{\omega C_P \tan\delta}, \quad (3.14)$$

onde $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular.

Para o caso que se tem a resistência em série com o capacitor, produz-se uma tensão capacitiva V_c com ângulo de 90° atrasada em relação à corrente I , conforme ilustrado pelo diagrama fasorial na Figura 3.5.

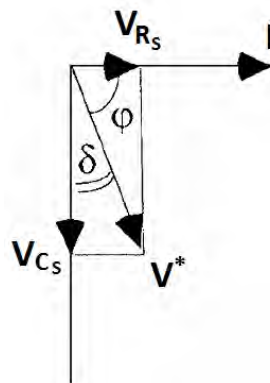


Figura 3.5 - Diagrama fasorial da tensão no capacitor real com a resistência em série.

Fonte: [19]

A amplitude da tensão capacitiva V_{C_S} é definida pela Equação 3.15, e a amplitude da tensão resistiva V_{R_S} pela Equação 3.16. O vetor da tensão total V^* na Figura 3.5 está atrasado do vetor I por um ângulo φ definido na Equação 3.12, onde δ como no diagrama fasorial da corrente é o ângulo de perdas e sua tangente ($\tan\delta$) definida conforme Equação 3.17. A resistência em série é obtida através da Equação 3.18

$$V_{C_S} = \frac{I}{\omega C_S}, \quad (3.15)$$

$$V_{R_S} = R_S I, \quad (3.16)$$

$$D = \tan\delta = R_S \omega C_S, \quad (3.17)$$

$$R_S = \frac{\tan\delta}{\omega C_S}. \quad (3.18)$$

O modelo completo do capacitor em baixas frequências, incluindo as fontes de perdas devido as resistências de fuga R_L , do dielétrico $R_D(f)$ e devido ao efeito pelicular R_s é mostrado na Figura 3.6.

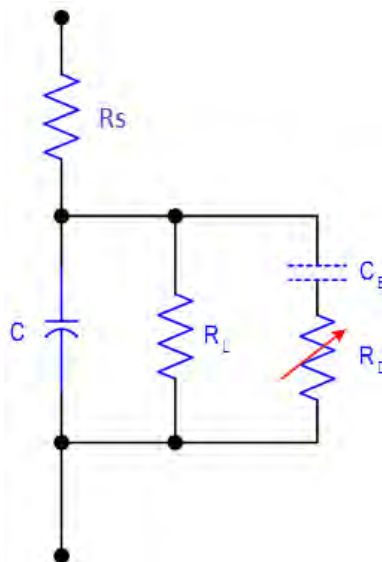


Figura 3.6 - Modelo completo do capacitor com as três fontes de perdas.

Fonte: [20].

As definições das resistências são:

- A Resistência R_s é representada em série com a capacitância C no modelo completo do capacitor (ver Figura 3.6). Ela é de valor muito baixo, alguns miliohms em baixas ou médias frequências, sendo desprezada nestas faixas de frequências. R_s torna-se significativa apenas em altas frequências devido ao seu aumento provocado pelo efeito pelicular (*skin effect*). Ela contribui com um fator D_1 na tangente de perdas total D , onde D_1 é dado por ωCR_s .
- A Resistência de fuga R_L é representada em paralelo com C no modelo da Figura 3.6. O seu valor em condições AC é praticamente igual à resistência DC obtida através da Equação 3.9, sendo geralmente alto da ordem de $G\Omega$. A sua contribuição na tangente de perdas total (D) é dada por $D_2 = 1/\omega CR_L$. Este tipo de perda geralmente é desprezado em altas frequências.
- As perdas no dielétrico em frequência são causadas pelo atrito durante a mudança de orientação dos dipolos com a estrutura molecular do material, quando submetidos a um campo AC. Esta terceira contribuição de perdas D_3 aparece apenas em frequência, sendo representada por uma resistência em paralelo R_D associada a uma alta capacitância C_B , conforme mostrado na Figura 3.6. Portanto D_3 representa as perdas no dielétrico, sendo dado por $1/\omega CR_D$. Porém, não se pode afirmar que D_3 é inversamente proporcional a ω devido ao fato de que R_D varia com a frequência, isto é $R_D(f)$ [20].

Com isto tem-se a perda total no capacitor $D = D_1 + D_2 + D_3$, de acordo com a Equação 3.19.

$$D = \omega CR_s + \frac{1}{\omega CR_L} + \frac{1}{\omega CR_D}, \quad (3.19)$$

Os equipamentos eletrônicos geralmente fornecem a resistência equivalente em série (R_{ES}) dos capacitores, que na verdade é composta pelas três

resistências do modelo completo do capacitor conforme já reportado anteriormente e definida pela Equação 3.20, usando-se as Equações 3.18 e 3.19.

$$R_{ES} = \frac{D}{\omega C} = \frac{D_1 + D_2 + D_3}{\omega C} = R_s + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_L} + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_D}, \quad (3.20)$$

tendo sempre $R_{ES} \gg R_s$.

Na Figura 3.7 é apresentado um esboço do gráfico de perdas em função da frequência. O modelo do capacitor pode ser representado de uma forma simplificada nos extremos de frequências. Para o caso em que se utiliza um capacitor de baixa capacitância da ordem de pF, operando-se em baixa frequência (algumas centenas de Hertz), tem-se um baixo produto de ωC , e portanto a predominância das perdas devido a resistência de fuga (isto é D_2) visto que neste caso R_s é desprezível e $R_D(f) \gg R_L$. Desta forma, o modelo do capacitor é representado por uma resistência em paralelo como na Figura 3.3. No caso de capacitores de alta capacitância, da ordem de μF , operando a vários MHz, o efeito dominante na perda total é devido à resistência ôhmica dos terminais, tendo D_1 como principal fonte de perdas, pois $D_1 \gg D_2$ e D_3 . Assim o modelo do capacitor pode ser representado por uma resistência em série, de acordo com Figura 3.3 [9][21].

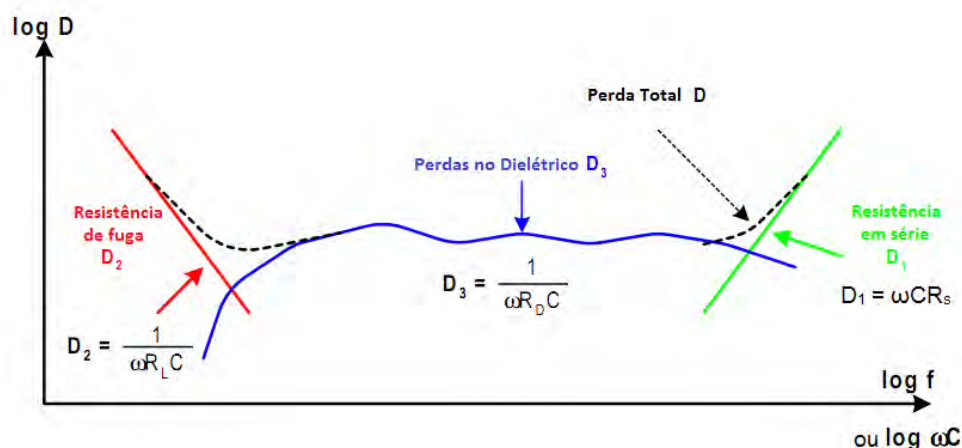


Figura 3.7 – Resposta do fator de dissipação em função da frequência.

Fonte: [20].

A indutância L incluída em altas frequências interfere diretamente na impedância devido às indutâncias parasitas dos terminais do capacitor, conforme Equação 3.21 e $C_p \cong C_s$ quando $\tan\delta \ll 1$ [9][22].

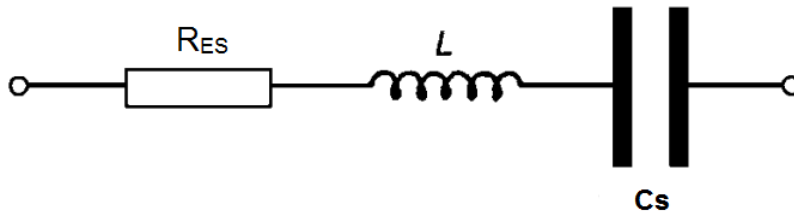


Figura 3.8 - Modelo do capacitor para alta frequência.

A respectiva impedância (Z) para o modelo em alta frequência é definida como:

$$Z = R_{ES} + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \quad (3.21)$$

A corrente de fuga é um fenômeno que ocorre nos capacitores devido à existência de caminhos de baixa resistência no dielétrico. Isto pode ser causado por: distorção da polarização do dielétrico; estrutura e formação do dielétrico; absorção de umidade pelo dielétrico e da ruptura do dielétrico devido à existência de impurezas como partículas metálicas ou íons. A corrente de fuga pode ser minimizada dependendo do material dielétrico utilizado, mas não pode ser eliminada.

A impedância no capacitor cai inversamente com o aumento da frequência, até atingir a frequência de ressonância (f_0). Após isto a reatância indutiva prevalece sobre a capacitiva e a impedância volta a subir linearmente com o aumento da frequência, conforme mostra Figura 3.9 (a). A frequência de ressonância é definida no instante que a reatância capacitiva (X_C) é igual à indutiva (X_L), isto é no ponto em que a componente reativa ou imaginária é anulada, restando somente à componente resistiva ou real na frequência que há a transição do ângulo de fase de -90° para $+90^\circ$, conforme mostrado na Figura 3.9 (b). A frequência de ressonância f_0 pode ser calculada conforme Equação 3.15, onde a impedância (Z) é composta somente da parte resistiva (R_{ES}) [22]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.18)$$

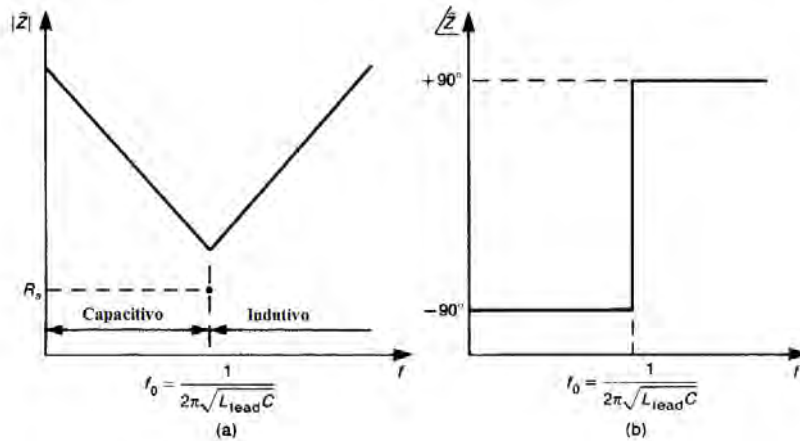


Figura 3.9 – Comportamento do capacitor em frequência (a) impedância Z e (b) ângulo de fase.

Fonte: [22].

Em [22] é ilustrado alguns exemplos práticos do comportamento da variação de Z e da fase com a frequência, para típicos capacitores cerâmicos. Por exemplo, para o capacitor cerâmico comercial de 470 pF sem os terminais, f_0 fica acima de 100 MHz. Observa-se a queda de Z até f_0 . Acima de f_0 Z aumenta devido ao aumento de X_L , conforme mostra Figura 3.10 (a). A respectiva mudança do ângulo de fase é mostrada na Figura 3.10 (b).

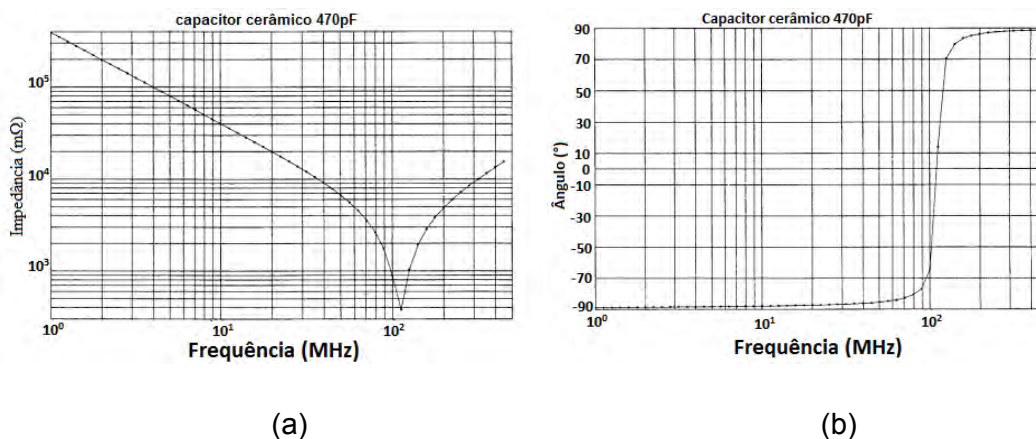


Figura 3.10 – Resposta em frequência para o capacitor de 470 pF sem os terminais (a) impedância Z e (b) ângulo de fase.

Fonte: [22].

Para o capacitor cerâmico de 470 pF na forma radial, com 13 mm de comprimento e 6,35 mm entre os terminais, a frequência de ressonância f_0 obtida foi de aproximadamente 62 MHz, conforme mostra a Figura 3.11 (a). Contudo, neste caso f_0 está num valor inferior ao da Figura 3.10 (a) por causa do efeito indutivo no capacitor ser mais pronunciado devido à inclusão dos terminais. A respectiva mudança do ângulo de fase para este capacitor está mostrada na Figura 3.11 (b).

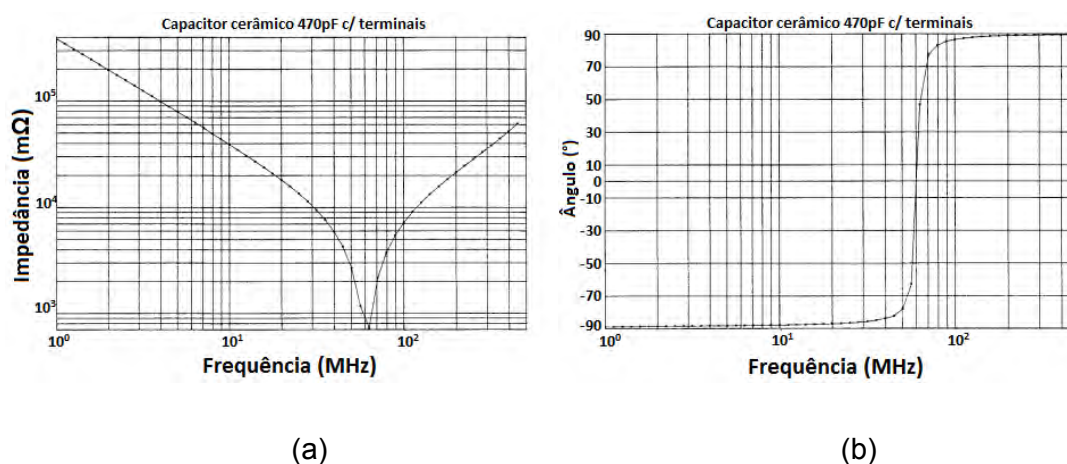


Figura 3.11 – Resposta em frequência para o capacitor de 470 pF com os terminais (a) impedância Z e (b) ângulo de fase.

Fonte: [22].

3.2. Super capacitor

O super capacitor (SC) também conhecido como capacitor de duas camadas, vem sendo estudado como meio alternativo em dispositivos armazenadores de alta densidade de energia. O foco principal é a substituição das convencionais baterias automobilísticas devido às seguintes vantagens do SC: alta densidade de energia volumétrica em torno de 10 a 100 vezes maior que nos capacitores comuns; alta capacidade de carga e descarga (segundos); vida útil longa > 500.000 ciclos, sendo ambientalmente correto; alta densidade de potência (10x baterias) com temperatura de trabalho entre -25 °C a 70 °C; baixa corrente de fuga; alta capacitância por unidade de área 5 F/cm² (capacitores comuns chegam à 40 μF/cm²) e tensão de trabalho entre 1,2 a 4 V DC. Os SCs

trabalhando em conjunto com as baterias têm várias aplicações como em: sistemas de ignição, iluminação e partida automotiva, bem como em telecomunicações e veículos elétricos. Atualmente o SC também vem sendo estudado para aplicações em redes de distribuição de energia pública, atuando em paralelo ao fornecimento principal, para aumentar a qualidade no fornecimento de energia em casos de falhas ou queda no fornecimento de energia; visto que picos e quedas de tensões podem levar a danos em equipamentos sensíveis às oscilações de energia. A Figura 3.12 mostra a densidade de energia do super capacitor comparada aos dos capacitores convencionais, baterias e das células de combustível. Pode se concluir a partir da Figura 3.12 que o SC atinge uma alta densidade de potência (1000 a 10000 W/kg) com uma densidade média de energia (1 a 10 Wh/kg) em um pequeno intervalo de tempo da ordem de alguns segundos. Para se atingir alta densidade de energia nas células de combustíveis e nas baterias levam-se horas, tendo como desvantagem demasiado tempo de carga. No caso dos capacitores convencionais o tempo de carga é muito mais rápido, porém a densidade de energia armazenada nesses dispositivos é bem baixa, impondo uma série de desvantagem em termos do limite de carga drenado [23].

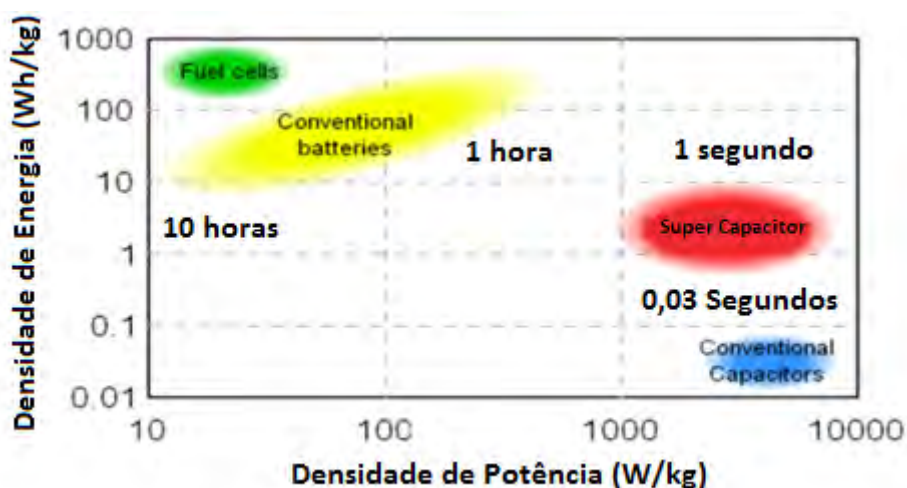


Figura 3.12 – Densidade de potência x densidade de energia para diferentes sistemas de armazenamento de energia.

Fonte: [23].

Apesar de todas as vantagens apresentadas o SC não é indicado para aplicação em AT e na geração de RF, uma vez que estes dispositivos operam com níveis de tensão de apenas 1,2 a 4 V e as nossas aplicações em AT/RF requerem pelo menos níveis de tensão da ordem de 1 a 3 kV. Desta forma, mesmo podendo realizar associações em série para se chegar ao nível de tensão requerido, seria inviável operar praticamente com SCs tendo em vista o número excessivo exigido destes dispositivos. Além disso, para aplicações AC SCs não poderiam ser empregados, pois possuem polaridade definida nos terminais, uma vez que são basicamente condensadores eletroquímicos com alta capacidade de armazenamento de energia.

4 CERÂMICAS DIELÉTRICAS

Nesta seção, serão descritas as principais propriedades das cerâmicas a base de titanatos de bário (utilizadas na construção dos capacitores cerâmicos comerciais), bem como da cerâmica PZT a ser aplicada como meio dielétrico em sistemas de armazenamento de alta energia.

4.1. Titanato de Bário

Uma grande variedade de materiais cerâmicos com uma ampla faixa de propriedades elétricas (rigidez dielétrica, ϵ_r , fator de perdas, etc.) pode ser utilizada na construção dos capacitores cerâmicos. A constante dielétrica relativa ϵ_r destas cerâmicas pode atingir valores de 5 até 20000 e a variação da capacitância em função da temperatura pode variar de 0,0001 %/°C a 1 %/°C. As cerâmicas dielétricas comercialmente disponíveis são divididas em três classes [24]:

- Classe I – baixa ϵ_r (5 à 100) com baixas perdas ($\tan\delta \ll 0,01$) e coeficiente de temperatura linear (0 até 1000 ppm/°C). Classe I é conhecida comercialmente pela sigla COG.
- Classe II – Alta ϵ_r (1000 até 20000) e baseada em cerâmicas ferroelétricas, com fator de dissipação entre 0,01 e 0,03. Uma importante característica desta classe é a dependência da ϵ_r com a temperatura. Classe II também conhecida comercialmente pela sigla X7R.
- Classe III – Os dielétricos dos capacitores possuem camadas de barreiras. Através de um processo de redução reoxidação, cada grão no dielétrico possui um núcleo condutivo e uma fina camada isolante ou camada de barreira. Quando aplicado uma tensão sobre o dielétrico, o campo elétrico concentrado na fina camada resulta em alta capacitância, operando em baixa tensão (<25V). Devido à diferença no princípio de funcionamento e do processo de fabricação da camada de barreira,

estes capacitores são extremamente diferentes da típica cerâmica dielétrica.

Os capacitores cerâmicos utilizados para caracterização a nível espacial se enquadram na classe II, tendo como base o titanato de bário (BaTiO_3). O BaTiO_3 foi descoberto simultaneamente em vários países na segunda guerra mundial e foi o primeiro óxido metálico em que se observou o comportamento da ferroeletricidade. Passados 60 anos, o titanato de Bário ainda é o material escolhido como meio dielétrico em capacitores cerâmicos [24]. Como dielétrico cerâmico em capacitores, o titanato de bário tem sido extensivamente utilizado na construção destes componentes devido a sua alta constante dielétrica (ver Tabela II), bem como em resistores variáveis com a temperatura (PTC), transdutores e memórias ferroelétricas. O BaTiO_3 apresenta uma estrutura cristalina perovskita conforme mostrado na Figura 4.1.

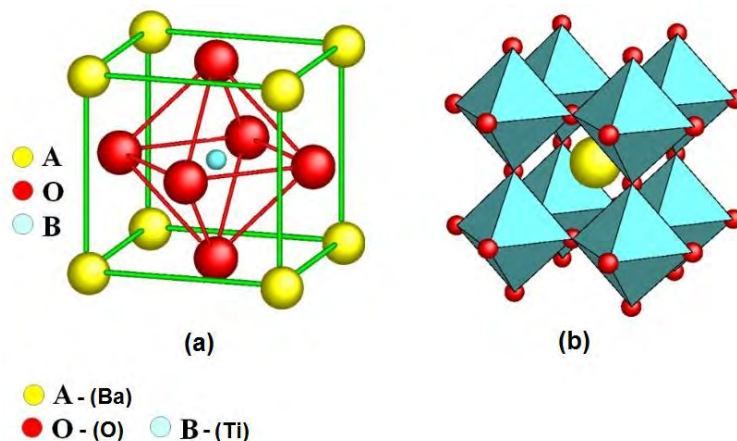


Figura 4.1 - Estrutura Perovskita do Titanato de Bário: (a) célula unitária; (b) rede cristalina.

Fonte: [13].

Com a variação da temperatura (resfriando ou aquecendo) há uma mudança na geometria da estrutura. Para o titanato de Bário a transição de cúbica para tetragonal ocorre numa temperatura aproximada de $120\text{ }^\circ\text{C}$, tetragonal para ortorrômbica em $0\text{ }^\circ\text{C}$ e de ortorrômbica para romboédrica em $-90\text{ }^\circ\text{C}$, conforme mostrado na Figura 4.2.

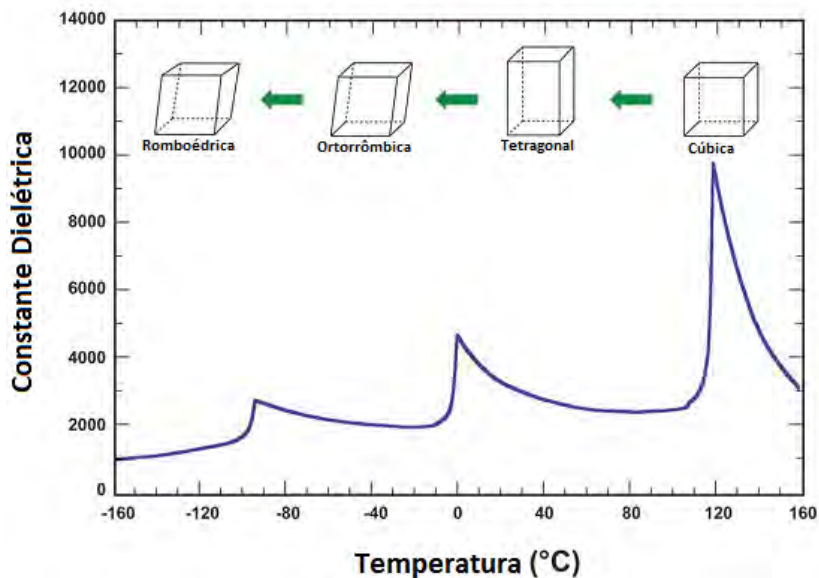


Figura 4.2 - Constante dielétrica do BaTiO₃ em função da temperatura e transição de estrutura.

Fonte: [24].

Raramente o composto BaTiO₃ é utilizado em sua forma pura. Geralmente, são combinados com outros aditivos para melhorar suas propriedades dielétricas. Titanato de Bário dopado com Estrôncio (BST) tem sido uma das importantes áreas de pesquisa em materiais dielétricos nos últimos anos, o qual tem suas aplicações em filtros sintonizáveis, osciladores, elementos de fase em matrizes de antenas de varredura eletrônica e circuitos integrados para construção de memória de acesso dinâmico aleatório (DRAM) [25][26]. Devido à sua alta rigidez dielétrica e elevada constante dielétrica, esta cerâmica é utilizada também em sistemas de armazenamento de alta energia e na geração de pulsos retangulares em redes formadoras de pulsos (PFNs) [5][6]. A adição de estrôncio no composto de BaTiO₃ possui o papel de deslocar a temperatura de Curie do material normalmente para um valor em torno da temperatura ambiente. Dependendo da concentração de dopantes, definem-se diferentes pontos para a temperatura de Curie. Por exemplo, para o BaTiO₃ puro a temperatura de Curie é de 116 °C e para o caso de 75 % Bário e 25 % de Estrôncio a temperatura de Curie é de 15°C [3]. A temperatura de Curie é definida pela transição da fase ferroelétrica para paraelétrica, a qual resulta na

mudança da estrutura cristalina tetragonal para cúbica, conforme mostrado na Figura 4.2, sendo essa temperatura em que a constante dielétrica relativa do material atinge o valor mais alto [24][25]. A fim de se obter capacitâncias maiores com tamanho reduzido e operação em temperatura ambiente, utiliza-se o composto BST, onde a constante dielétrica do material é a primeira propriedade a ser levada em consideração para a fabricação de um capacitor. A Tabela II mostra alguns materiais com suas respectivas rigidez dielétrica e constante dielétrica.

Tabela II - Características elétricas de algumas cerâmicas e polímeros.

Material	Constante dielétrica relativa		Rigidez dielétrica (kV/mm)
	60 Hz	1 MHz	
Cerâmicas			
Cerâmicas Titanatos	---	15 - 10.000	2 - 12
Mica	---	5,4 – 8,7	39 - 79
Porcelana	6,0	6,0	1,6 - 16
Sílica fundida	4,0	3,8	9,8
Polímeros			
Nylon 6,6	4,0	3,6	16
Poliestireno	2,6	2,6	19,6 – 27,5
Polietileno	2,3	2,3	17,7 – 19,6

Fonte: [13].

Em se tratando de material cerâmico, deve-se levar em consideração a não-linearidade de sua constante dielétrica apresentada em função da temperatura e da tensão aplicada, tanto em condição DC quanto AC [4][26][27][28], visto que o composto à base de BaTiO₃ é muito sensível ao campo elétrico aplicado E. Quando E atinge um limite da ordem de 400 V/mm, começa a ocorrer à diminuição da constante dielétrica de acordo com estudo realizado por Maher [4]. Esta não-linearidade pode ser favorável em projetos de linhas de

transmissões não lineares, porém em outras aplicações, como por ex. em filtros de fontes DC, pode haver um comprometimento no desempenho dos circuitos eletrônicos.

4.2. Titanato Zirconato de Chumbo

As primeiras observações sobre o efeito Piezoelétrico foram feitas por volta de 1880 pelos irmãos Pierre e Jacques Curie e a possível primeira aplicação prática foi descrita por Paul Langevin, no desenvolvimento de sonares durante a primeira guerra mundial [26]. Os primeiros materiais piezoelétricos eram cristais únicos. Em 1941, R.B. Gray obteve uma patente sobre a cerâmica piezoelétrica policristalina chamada de titanato de bário (composta por átomos de bário, titânio e oxigênio). O desenvolvimento da cerâmica à base de titanato de bário com o efeito piezoelétrico deve-se à Rússia e ao Japão na década de 40. Com o passar do tempo, buscou-se o aperfeiçoamento do efeito piezoelétrico apresentado por determinadas cerâmicas, o que levou a invenção em 1954 do titanato zirconato de chumbo (PZT) pelo americano Bernard Jaffe [26]. A sigla PZT deve-se à abreviação da formula composta por chumbo (Pb), zircônia (Zr) e titânio (Ti). O PZT (ou $Pb(Zr_x Ti_{1-x})O_3$) com diferentes proporções dos elementos (Zr e Ti) abriu as portas para diversas aplicações na área da engenharia, sendo atualmente a cerâmica piezoelétrica que domina o mercado. Dentre as principais aplicações do PZT estão [9]:

- Detecção de vibrações, usualmente em microfones;
- Transdutores usados na conversão de energia mecânica em elétrica ou vice versa (efeito piezoelétrico) e conversão de energia térmica em mecânica e elétrica (efeito piroelétrico);
- Produção de alta tensão para ignição de equipamentos.

Desta forma, o material PZT possui diversas aplicações, no desenvolvimento de microfones, hidrofones, sonares, sensores (deformação mecânica de alta precisão) e de ignição de detonadores, dentre outros.

A estrutura do PZT é semelhante ao titanato de bário, conforme apresentado na Figura 4.1, porém é constituído pela adição de dois compostos numa determinada proporção à base de Ti e ou Zr (isto é $\text{PbTiO}_3 + \text{PbZrO}_3$). Na estrutura tetragonal da Figura 4.1, o elemento A é sempre chumbo (Pb) e o B pode ser Zr ou Ti. A temperatura de Curie do PZT depende da concentração destes dois compostos que constitui o material. Por exemplo, na Figura 4.3 na ausência da zircônia $T_c = 495 \text{ }^\circ\text{C}$ e na ausência do titânio $T_c = 234 \text{ }^\circ\text{C}$. Por ex., para uma concentração de iguais proporções ($x = 0,5$) de PbZrO_3 e de PbTiO_3 $T_c = 380 \text{ }^\circ\text{C}$ aproximadamente [9]. A cerâmica piezoelétrica mais conhecida comercialmente é o PZT, devido à sua excelente propriedade piezoelétrica e pela facilidade do seu processo de fabricação. Apesar disto, atualmente vem-se buscando novas cerâmicas piezoelétricas sem o elemento chumbo, por ser muito prejudicial ao corpo humano e ao meio ambiente [29].

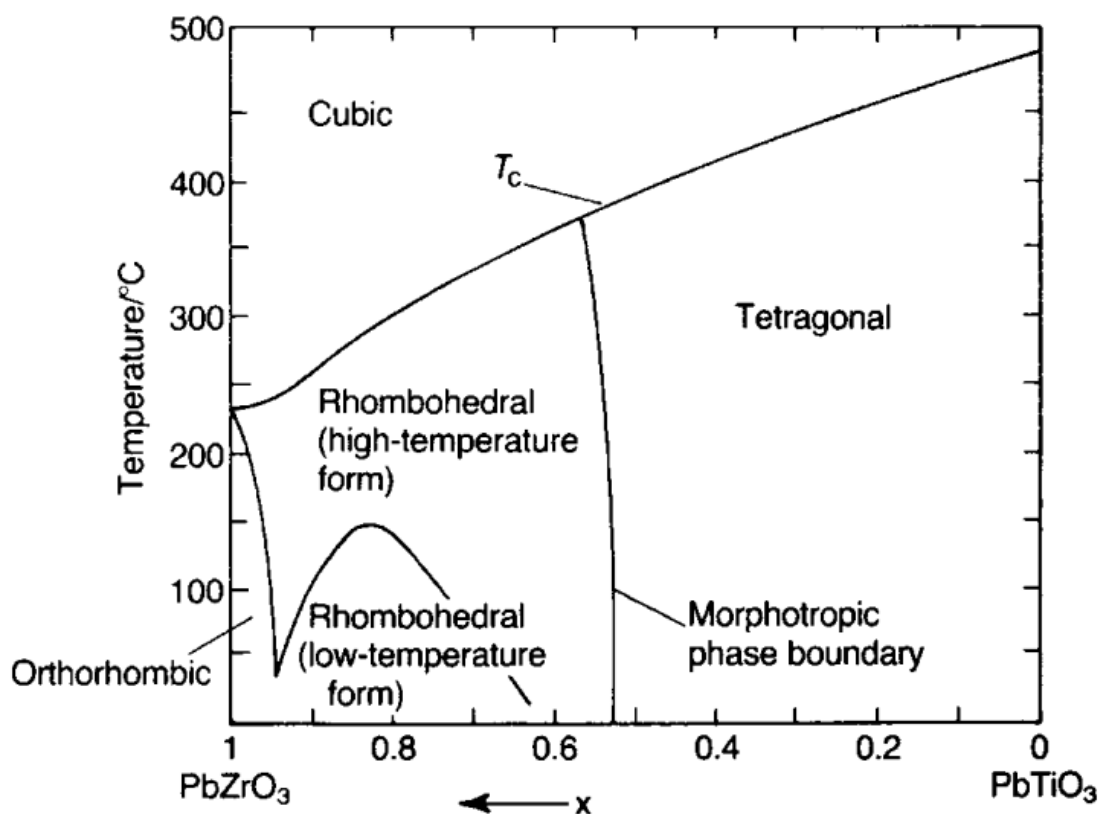


Figura 4.3 - Estrutura do PZT em função da temperatura.

Fonte: [9].

4.2.1. Efeito piezoelétrico

O efeito piezoelétrico é o fenômeno em que ocorre a conversão de uma força mecânica em campo elétrico nos eletrodos do material, ou o processo inverso. Para que haja este efeito é necessário que o material apresente polarização espontânea, ou seja, na ausência de um campo elétrico permanece a orientação dos dipolos elétricos. A polarização espontânea ocorre quando o centro de cargas negativas não coincide com o centro de cargas positivas ao nível de célula unitária, como mostrada na Figura 4.4(b), encontrando-se o material na fase ferroelétrica. Por outro lado, quando o material está na fase paraelétrica (acima da temperatura de Curie) esta polarização espontânea cessa como mostra a Figura 4.4(a), uma vez que muda a simetria da estrutura do material em T_c , passando de tetragonal (não-centrossimétrica) para cúbica (centrossimétrica). Observa-se que na fase não-centrossimétrica o íon positivo (Ti, Zr) é deslocado do centro de cargas negativas (O), resultando em um momento de dipolo elétrico. A polarização é a somatória desses momentos de dipolo apresentado por cada célula unitária. O fato de o material estar na fase não-centrossimétrica não é suficiente para que haja a polarização espontânea, sendo necessário que estes dipolos estejam orientados no mesmo sentido. Caso contrário, sem a presença de um campo elétrico externo, a somatória total destes dipolos é nula devido ao desalinhamento aleatório dos mesmos, cancelando a polarização espontânea do material. Portanto para manter o efeito piezoelétrico do material é realizado um processo de polarização (orientação dos dipolos no mesmo sentido) por meio da aplicação de um campo elétrico externo, assunto que será abordado mais a frente [13].

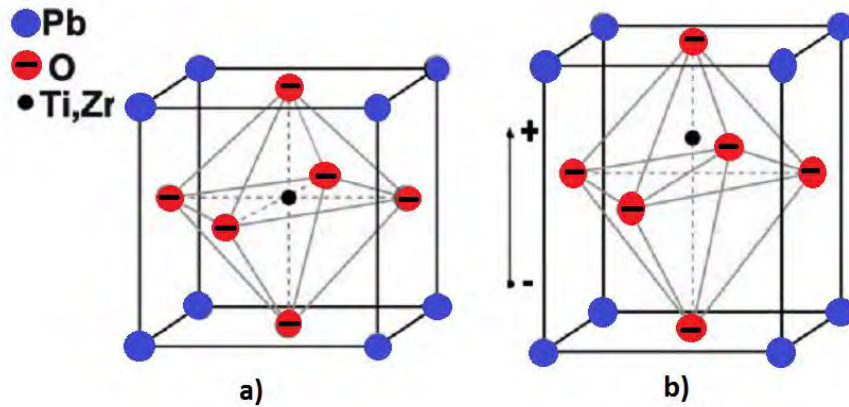


Figura 4.4 - Célula unitária (a) centrossimétrica (b) não centrossimétrica.

A Figura 4.5 mostra um material PZT polarizado sem tensão aplicada entre os eletrodos. Quando o material é submetido através de uma tensão no mesmo sentido axial da polarização, há uma expansão do comprimento do material L ao longo do eixo axial e uma contração perpendicular de sua base d , conforme mostra a Figura 4.6(a). Por outro lado para uma tensão aplicada com sentido oposto à polarização do material, tem-se uma contração de L e uma expansão de d , como mostra a Figura 4.6(b).

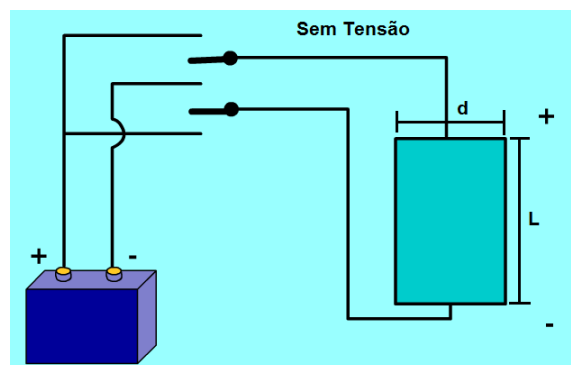
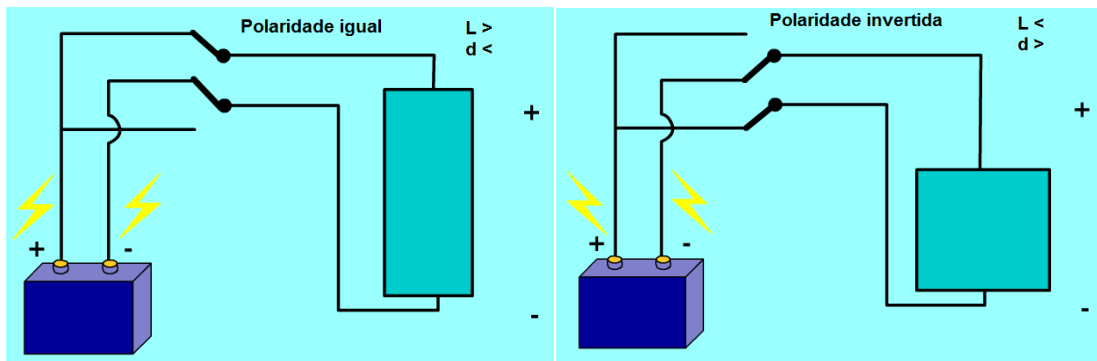


Figura 4.5 - PZT polarizado sem tensão aplicada.



(a)

(b)

Figura 4.6 - Comportamento do PZT em função da tensão aplicada (a) sentido igual à polarização remanente (b) sentido oposto.

No caso de uma força mecânica sobre o material, a polaridade nos eletrodos vai depender da forma como esta força vai ser empregada, ou seja, compressão ou extensão [30]. Para apresentar polaridade positiva, o material deve ser comprimido ao longo do comprimento L ou estendido ao longo da base d , e para tensão negativa o procedimento deve ser invertido.

4.2.2. Polarização da cerâmica

A polarização acontece com a amostra imersa em óleo de transformador a 100-150 °C e com um campo elétrico aplicado da ordem de 1-4 kV/mm. No caso do BaTiO_3 , o campo deve ser mantido na amostra até a temperatura atingir 50 °C abaixo de sua temperatura de Curie. Para o PZT, a temperatura e tensão são otimizadas para dar o máximo coeficiente piezoelétrico, limitando a corrente de fuga para não atingir níveis térmicos que poderiam levar à ruptura elétrica do dielétrico (breakdown). Altos níveis de campo elétrico podem ser aplicados por meio de uma sucessão de pulsos curtos [9].

A polarização Corona também pode ser utilizada. Neste caso, tensões da ordem de 10 kV são aplicadas a uma única agulha ou matriz de agulhas, com suas pontas a uns poucos milímetros de distância da superfície da cerâmica, enquanto que a outra extremidade da cerâmica é aterrada. Desta forma, intensos campos são estabelecidos sobre a cerâmica. A vantagem que a polarização corona oferece é a diminuição do risco da ruptura elétrica do

material, uma vez que a carga de polarização não percorre um caminho ou um ponto frágil rapidamente, o que seria se a tensão fosse aplicada em eletrodos metálicos encostados diretamente na extremidade da cerâmica [9].

4.2.3. Despolarização da cerâmica

A despolarização pode ser alcançada aplicando-se um intenso campo elétrico na direção oposta à da polarização. Outra forma de se atingir a despolarização consiste em aplicar um alto campo elétrico alternado (AC) reduzindo-se gradualmente até zero. Entretanto, este método possui o risco de sobreaquecer à amostra devido às altas perdas em campos intensos. Alguns materiais podem também ser despolarizados aplicando-se uma força compressiva (da ordem de 10-100 MPa). Para qualquer caso, a completa despolarização é finalizada elevando-se a temperatura da cerâmica bem acima do ponto de Curie e resfriando-se o material sem qualquer campo elétrico aplicado [9][31].

4.2.4. Efeito piroelétrico

O efeito piroelétrico é uma particularidade da piezoelectricidade, no qual o material gera uma corrente elétrica causada por uma mudança de temperatura. O efeito piroelétrico pode ser descrito através de um coeficiente ξ , definido pela taxa de variação da polarização (dP) com a mudança de temperatura (dT) (isto é, definindo-se como dP/dT) [32].

5 METODOLOGIA

Nesta seção, são apresentados os componentes e materiais utilizados, com suas características elétricas e físicas fornecidas pelo fabricante; a descrição dos arranjos experimentais (incluindo circuitos elétricos e equipamentos) usados nas medidas; e um método matemático empregando à análise estatística para os resultados dos testes de rigidez dielétrica (BD).

5.1. Materiais

Para caracterizar os dielétricos alguns capacitores cerâmicos foram obtidos no comércio popular, em lojas de equipamentos eletrônicos sem a identificação dos fabricantes (*datasheets*). As características de capacitância e tensão mínima de ruptura DC (que o fabricante garante para um tempo de vida média grande do material) estão indicadas na Tabela III, bem como da identificação do capacitor sem *datasheet* com asterisco sobrescrito. Os capacitores do fabricante Murata e suas especificações foram obtidos do distribuidor Farnell, com as respectivas capacitâncias e tensões mínimas DC para um tempo de vida média longo, apresentadas na Tabela III. As cerâmicas PZTs foram compradas da ATCP do Brasil, na forma de pequenas amostras despolarizadas e polarizadas, identificadas respectivamente pelas letras D e P, de geometria cilíndrica (30 x 2 mm e 25 x 2 mm), conforme mostra a Tabela IV. Neste caso, não é fornecido à tensão mínima de ruptura DC do PZT.

Tabela III - Especificação elétrica e dimensões do dielétrico dos capacitores cerâmicos comerciais.

Amostra	Tensão de Ruptura (kV) DC	Capacitância (nF)	Diâmetro (mm)	Espessura (mm)
Capacitor1*	2,00	10,00	12,00	1,00
Capacitor2*	2,00	4,70	7,50	0,50
Capacitor3*	3,00	2,20	15,00	1,50
Capacitor4	2,00	1,00	5,60	0,68
Capacitor5	3,00	0,47	5,08	1,18
Capacitor6	3,00	0,10	6,80	0,61

Tabela IV – Capacitância e dimensões físicas do PZT.

Amostra	Tipo	Polarização	Capacitância (nF)	Diâmetro (mm)	Espessura (mm)
PZT-D	4	Despolarizada	3,00	30,00	2,00
PZT-P	4	Polarizada	3,00	30,00	2,00
PZT-D	8	Despolarizada	1,96	25,00	2,00

Os fabricantes dividem os componentes, em diversas classes e categorias, de acordo com os materiais utilizados e dos processos de fabricação. As principais limitações são: elétrica, mecânica e térmica. Com isto, para cada aplicação tem-se um componente adequado. A divisão nos capacitores fabricados pela Murata segue uma seqüência de números e letras, que definem as características do componente conforme exemplo abaixo [33]:

DE	B	B3	3D	102	K	A2	B
1	2	3	4	5	6	7	8

- 1- define se é certificado, de acordo com o padrão de segurança, para capacitores cerâmicos de alta tensão;
- 2- expressa a classe de capacitores;
- 3- define faixa de temperatura;
- 4- define a tensão de operação;
- 5- define a faixa de capacitância;
- 6- dá tolerância da capacitância;
- 7- define a disposição dos terminais;
- 8- define o tipo de encapsulamento.

Como exemplo para os capacitores da Murata utilizados no nosso caso as suas principais características, de acordo com o número serial do fabricante, estão especificados na Tabela V conforme abaixo:

Tabela V - Especificação do fabricante.

Características	Capacitor 4	Capacitor 5	Capacitor 6
N° Serial	DEBB33D102KA2B	DEBB33F471KC3B	DEA1X3F101JA3B
1	Certificado	Certificado	Certificado
2	Classe 2 B (1-3,15Vdc)	Classe 2 B (1-3,15Vdc)	Classe 1 (1-3,15Vdc) Característica SL
3	-25 °C à +85 °C	-25 °C à +85 °C	+20 °C à +85 °C
4	2 kV DC	3,15 kV DC	3,15 kV DC
5	1 nF	470 pF	100 pF
6	± 10 %	± 10 %	± 5 %
7	Radial, curvado, longo	Radial, reto, longo	Radial, curvado, longo
8	Massa	Massa	Massa

Fonte: [33].

5.2. Procedimento experimental

Nos próximos subitens são apresentados os equipamentos, os circuitos elétricos desenvolvidos e os procedimentos experimentais adotados para se realizarem as medidas de caracterização das propriedades lineares e de rigidez dielétrica dos dielétricos dos dispositivos sob testes (capacitores cerâmicos BT e amostras PZTs). Para o caso das propriedades lineares, as medidas incluem a variação da capacitância (ou ϵ_r) em função de V, f e T e da obtenção da curva de histerese do dielétrico. Todos os testes são complementados com análise de diagnósticos de superfície para identificar a composição química do dielétrico. No caso dos testes de rigidez dielétrica, a análise é complementada através de imagens de microscopia eletrônica para verificar o caminho de ruptura após o BD. Uma característica importante do procedimento experimental é que os testes de BD devem ser feitos por último, uma vez que os dielétricos das amostras ou componentes são danificados. Desta maneira, após BD, os capacitores testados são simplesmente descartados e as amostras PZTs podem parcialmente ser reaproveitadas, em função do seu grande diâmetro, removendo-se apenas a parte do dielétrico afetada após a inspeção visual e no MEV.

5.2.1. Variação da capacitância (ou ϵ_r) em função da tensão DC

Para a medida de $C \times V$, capacitância em função da tensão, utilizou-se o circuito da Figura 5.1 e para avaliar a variação da constante elétrica em função da tensão se calculou ϵ_r para cada V utilizando a Equação 3.2, onde as dimensões dos respectivos componentes testados (área e espessura do dielétrico) são obtidas nas Tabelas III e IV, respectivamente para o capacitor e a amostra PZT. Os dispositivos sob testes (DSTs) são carregados por uma fonte DC de alta tensão (adquirida da Gamma HV – modelo RR10-6R) via uma resistência de $20 \text{ M}\Omega$ para limitar a corrente de entrada; e uma capacitância linear da ordem de $10 \mu\text{F}$ é utilizada para isolar o capacitímetro da fonte de alta tensão. A resistência de $1 \text{ M}\Omega$ na saída é usada para descarregar ambos os capacitores após o desligamento da fonte [5].

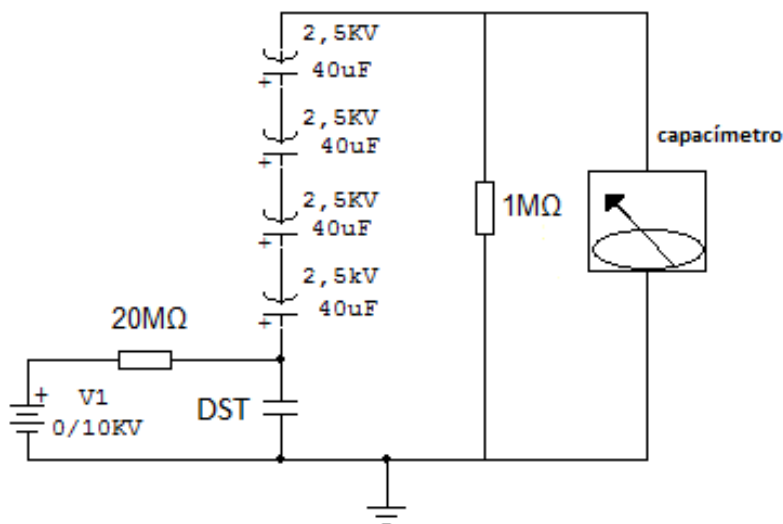


Figura 5.1 - Circuito para medida de $C \times V$.

No caso das amostras PZTs, um porta-amostra como indicado na Figura 5.2 é utilizado com eletrodos de área (30 mm), pois neste caso é necessário uma maior superfície de contato para se obter uma capacitância maior do conjunto porta-amostra e PZT na faixa de nF. Isto ocorre porque para pequenos valores de capacitância ($<100 \text{ pF}$), a capacitância parasita dos cabos de conexão mais terminais do DST é da mesma ordem, o que inviabiliza a medida devido às

grandes oscilações observadas durante a leitura no capacitômetro. Em particular para o capacitor sob teste, os cabos de conexão da tensão de saída são ligados diretamente aos seus terminais. Desta maneira, o circuito de medição está limitado para testes com DSTs com capacitância acima de 100 pF. Para o caso particular do capacitor 6 da Tabela III, utilizou o mesmo circuito apresentado na Figura 5.1 porem com capacitores lineares de menor capacitância (4x 1 uF/ 800 V), com isto tem-se uma menor tensão sobre os capacitores lineares e maior nível de tensão no DST e conseqüentemente menor oscilação no capacitômetro, a foto do circuito é mostrada pela Figura 5.3. A limitação do circuito é a tensão máxima sobre o DST de 1,6 kV, devido à tensão de operação dos capacitores lineares.



Figura 5.2 - Porta amostra usado para o PZT na medida de $C \times V$.

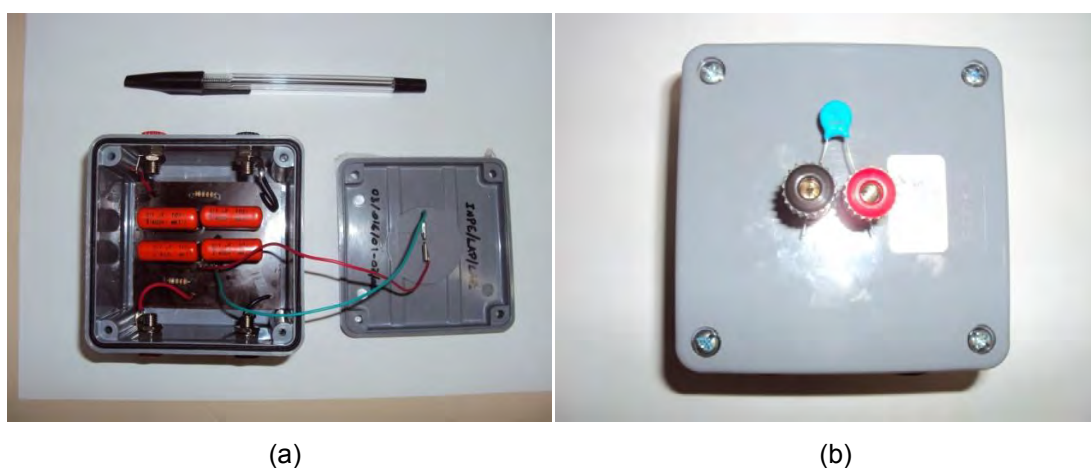


Figura 5.3 – Circuito para medida de $C \times V$ para o capacitor de 100 pF (a) arranjo do circuito (b) capacitor 100 pF no suporte.

5.2.2. Medida da capacitância em função da frequência.

Para a medida da capacitância em função da frequência foi utilizada uma ponte RLC da marca HP modelo 4284A, com faixa de varredura de 20 Hz até 1 MHz [4][27][34]. Através deste equipamento, outras características dos dielétricos (ver modelo do capacitor na seção 3.1) foram obtidas como: R_p , R_s , impedância Z , ângulo de fase e fator de dissipação ($\tan\delta$). Utilizando-se uma segunda ponte RLC marca Agilent modelo 4285A, estenderam-se as medidas até a frequência de 30 MHz. Para todas as medidas, utilizou-se um módulo adicional de acoplamento (Test Fixture - modelo 16047A) em ambos os equipamentos. Para o capacitor cerâmico comercial, os terminais do componente foram inseridos diretamente no Test Fixture, conforme a foto da Figura 5.5(a). No caso das amostras PZTs, um porta-amostra como indicado na Figura 5.4 é utilizado para conectar o PZT ao Test Fixture, como mostrado na Figura 5.5 (b).

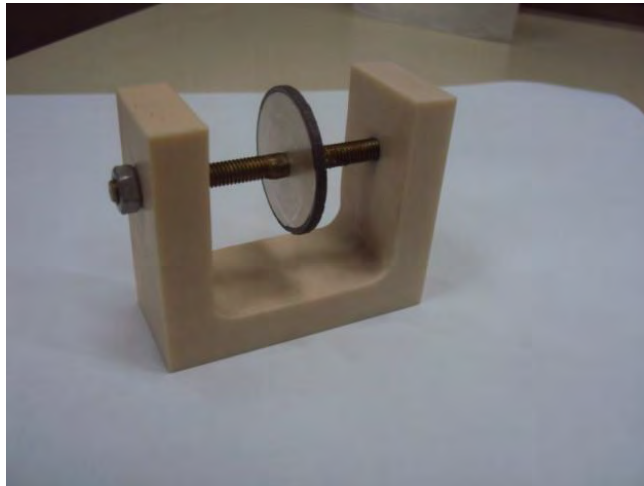


Figura 5.4 - Porta amostra usado para os testes $C \times f$ e de BD no PZT.



Figura 5.5 – Equipamentos usados para as medida de $C \times f$ (a) capacitor cerâmico conectado diretamente ao módulo de acoplamento (b) PZT conectado ao módulo utilizando uma porta amostra.

5.2.3. Variação da capacitância em função da temperatura

Os capacitores cerâmicos comerciais e as cerâmicas PZTs serão submetidos à variação de temperatura positiva e negativa ($-35\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$), caracterizando-se o material nas condições de temperatura do ambiente espacial. Para as medidas de baixa temperatura utilizou-se uma câmara climática WKL, modelo 100/40 do fabricante Weiss. Para caracterizar o material em alta temperatura utilizou-se uma estufa Fanem modelo 515C. Tanto a câmara climática como a estufa possuem controle de temperatura por meio de microprocessador. No corpo de prova é colocado um termopar tipo K a fim de controlar a temperatura da amostra com precisão. A variação da temperatura no termopar é indicada por um multímetro digital, modelo ET-1110 da Minipa, que realiza a conversão da medida de temperatura do sensor (termopar) para a devida temperatura em $^{\circ}\text{C}$ através de um display LCD. A capacitância das amostras é monitorada por uma ponte RLC, modelo Escort ELC-130, conectada aos terminais do respectivo capacitor ou aos eletrodos do PZT através de fios de cobre [35][36].

5.2.4. Medida da curva de histerese de polarização

O gráfico da polarização em função do campo elétrico $P \times E$ é bem semelhante à medida de histerese em materiais ferromagnéticos, conhecida como laço $B \times H$ (densidade de fluxo magnético por intensidade do campo magnético). Os parâmetros do laço de histerese permitem classificar as perdas em materiais ferroelétricos. Em materiais ferroelétricos a curva característica $P \times E$ possui a forma mostrada na Figura 5.6, onde E_c é o campo coercivo, P_r a polarização remanente e P_s a polarização na saturação. Quanto maior a abertura do laço maior são as perdas por histerese [37][38].

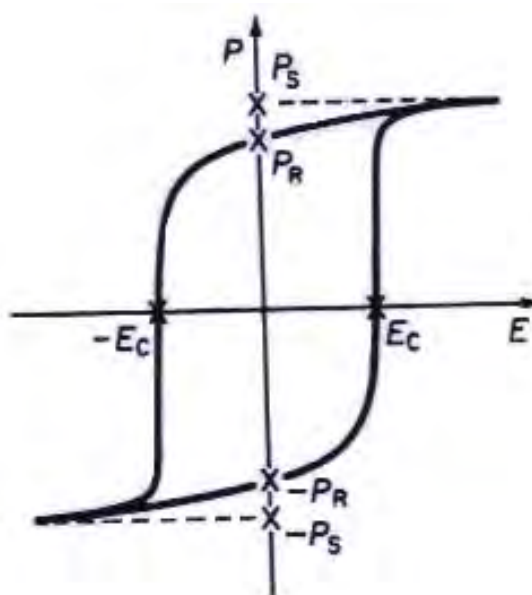
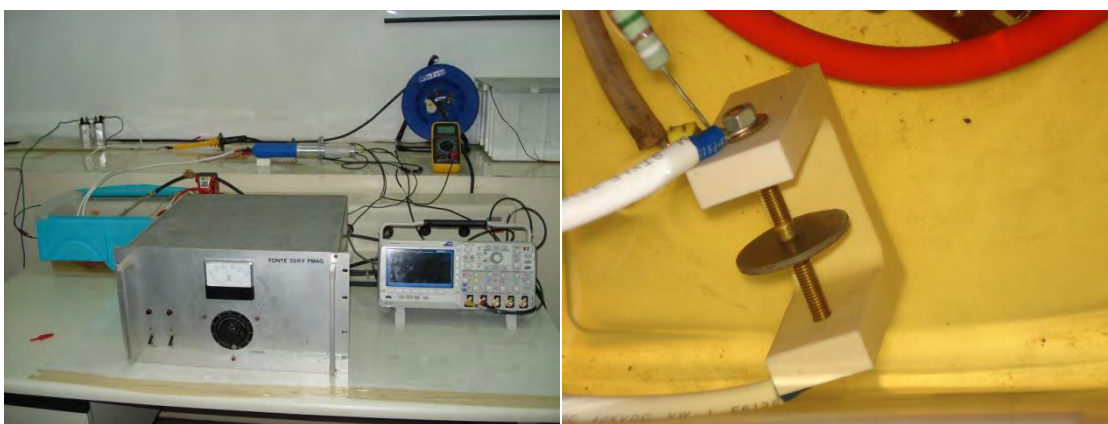


Figura 5.6 – Laço de histerese da curva $P \times E$.

Para realizar a medida $P \times E$ utilizou-se o circuito Sawyer–Tower mostrado na Figura 5.8. Um osciloscópio digital (Tektronix modelo DPO2014) foi usado com 2 canais ajustados no modo XY para se obter o gráfico da medida $P \times E$ em tela com subsequente armazenamento, de tal modo que o canal CH1 traça a coordenada X (ou E) enquanto CH2 Y (ou P). O ciclo para a medida de histerese é obtido através da tensão de saída AC de um transformador de alta tensão (10 kV máx. AC) aplicada a um dos terminais do dispositivo sob teste (DST), sendo o capacitor cerâmico ou o PZT. A tensão de saída é controlada

através de um autotransformador (variac) ligado ao primário do transformador e alimentado pela rede de 220 V AC/ 60 Hz. Acoplado ao capacitor não-linear (DST) existem dois capacitores lineares a óleo conectados em série de alta capacitância (1 uF/1,5 kV), escolhida de maneira que a queda de tensão sobre o DST seja praticamente igual à tensão de saída do transformador, uma vez que a capacitância do material não linear é bem mais baixa. Assim o sinal conectado ao canal CH1 é proporcional ao campo elétrico aplicado E no dielétrico, enquanto o sinal de CH2 é proporcional a carga total Q que flui pelo dielétrico ou à polarização $P = Q/A$, onde A é a área do dielétrico, uma vez que a voltagem no capacitor linear é dada por Q/C [37]. A Figura 5.7 (a) mostra o arranjo experimental do esquema da Figura 5.8. Observe ainda que o DST deva ser acondicionado em óleo durante a medida (ver Figura 5.7 (b)), tendo em vista a aplicação da alta voltagem AC (> 500 V) que pode ocasionar uma descarga elétrica (*flashover*) superficial entre os eletrodos da amostra ou do capacitor.



(a)

(b)

Figura 5.7 – Circuito para medida $P \times E$ (a) arranjo experimental (b) DST submerso em óleo de transformador.

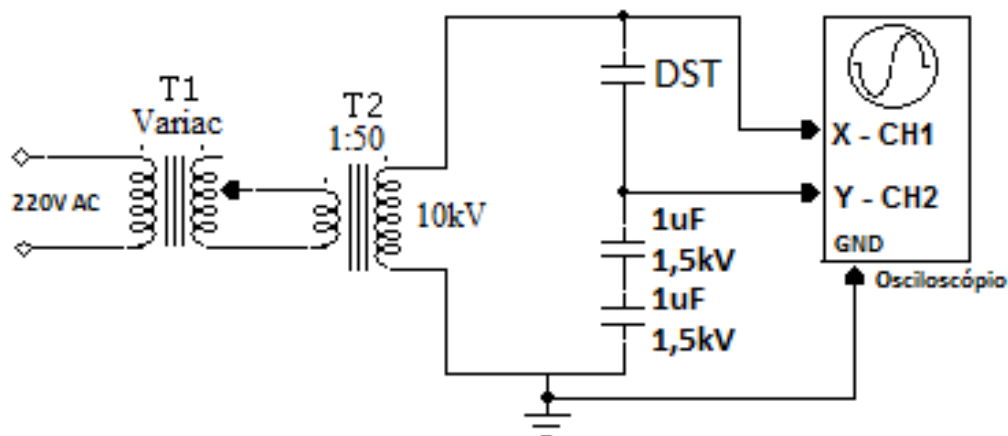


Figura 5.8 – Circuito Sawyer-Tower.

5.2.5. Determinação da composição química dos dielétricos (capacitores cerâmicos comerciais e PZTs) usados na caracterização.

Para determinar os elementos químicos que constitui o dielétrico dos capacitores cerâmicos comerciais foram selecionados capacitores que não tenham sido submetidos a testes. Os procedimentos adotados para se prepararem às amostras dos capacitores são: remoção do encapsulamento (polímero) usando o soprador térmico, remoção dos contatos elétricos com lixa para se ter somente os elementos químicos que compõem o dielétrico e por último a limpeza em ultra-som. Para o PZT o processo foi mais simples por não possuir encapsulamento, o procedimento foi o mesmo que se usou para o capacitor cerâmico comercial, não tendo o primeiro passo. Para a identificação dos elementos que compõem os dielétricos, utilizou-se o microscópio eletrônico de varredura (MEV-Jeol modelo JSM 5310) equipado com espectroscopia dispersiva de raios-X (EDS - energy dispersive spectroscopy), que basicamente nada mais é do que a identificação dos picos de energia dos elementos presentes no material por meio do espectro de energia na emissão de raios-x de superfície após a incidência de um feixe de elétrons. O diâmetro reduzido do feixe permite a determinação da composição química do material em amostras de tamanhos muito reduzidos ($< 5 \mu\text{m}$), permitindo uma análise quase que pontual [13].

5.2.6. Medida da rigidez dielétrica

Tanto para os capacitores bem como para os PZTs, não são fornecidas as tensões de ruptura ou de breakdown (BD) em condições pulsadas, o que vem a ser um dos principais objetivos de pesquisa deste trabalho, isto é, a determinação das tensões de ruptura do dielétrico no modo de pulso único por meio experimental. Normalmente, a tensão DC de ruptura dos dielétricos chega a ser uma ordem de grandeza de duas a três vezes menores do que em condições pulsadas em modo único (single shot), visto que no caso DC a aplicação da tensão é contínua. Para realizar os testes de BD em condições pulsadas, foi desenvolvido um circuito eletrônico para produzir pulsos de saída com tensão máxima de até 60 kV (pico a pico) [18][39]. O sistema é composto por duas partes: a) a primeira constituída de uma fonte carregadora DC de mais baixa tensão, com fundo de escala em 750 V (ver Figura 5.9) e b) a segunda composta por um pulsador de alta tensão que emprega duas bobinas de ignição (modelo Bosch KW 12V) para elevar a tensão de saída, conforme mostra a Figura 5.10. O pulso de entrada para o sistema de ignição de AT (conectado ao primário da bobina) é produzido pelo acionamento da chave S1 no esquema da Figura 5.9.

Durante os testes de BD, a tensão de saída do circuito pulsador é elevada até o ponto em que o material dielétrico entra em colapso com a formação de um canal de *flashover*, levando a tensão a cair abruptamente até zero e determinando assim a tensão máxima que o dielétrico suporta. Para obter a ruptura do dielétrico usando o circuito da Figura 5.10 é necessário que a capacitância das amostras sejam menores que 1 nF, devido a tensão de entrada ser refletida pelo quadrado da razão de voltas da bobina, com capacitâncias menores das amostras tem-se menor atenuação no primário das bobinas de ignição. Devido a limitação do circuito não se obteve a medida de ruptura para os capacitores de 10 nF e 4,7 nF, respectivamente os capacitores 1 e 2 da Tabela III. Pensando nisto desenvolveu o porta amostra da Figura 5.4 para o PZT, onde as amostras de PZTs são fixas de forma que os eletrodos

cilíndricos de pequeno diâmetro (5 mm) pressionem o dielétrico para que não haja faíscamento entre superfície e os próprios eletrodos definindo a capacitância do setup (da ordem de 100 pF) junto com a espessura do dielétrico. Como as amostras PZTs vem na forma de um capacitor cilíndrico de pequena espessura (2 mm), com um filme de prata metálica revestindo ambos os lados da sua superfície, foi necessário remover totalmente o eletrodo de prata com lixa. O porta-amostra é colocado em recipiente com óleo de transformador de alta rigidez dielétrica (de 24 a 30 kV/mm) para não haver descarga atmosférica de superfície entre os eletrodos, uma vez que a rigidez dielétrica do ar (da ordem de 3 kV/mm) é muito menor que a rigidez dielétrica das amostras a serem testadas. O arranjo final para medida da rigidez dielétrica esta mostrado na foto da Figura 5.11. Para os testes dos capacitores não se utilizou o porta-amostra, os quais são ligados diretamente seus terminais aos do pulsador de alta potência e colocados dentro do recipiente com óleo.

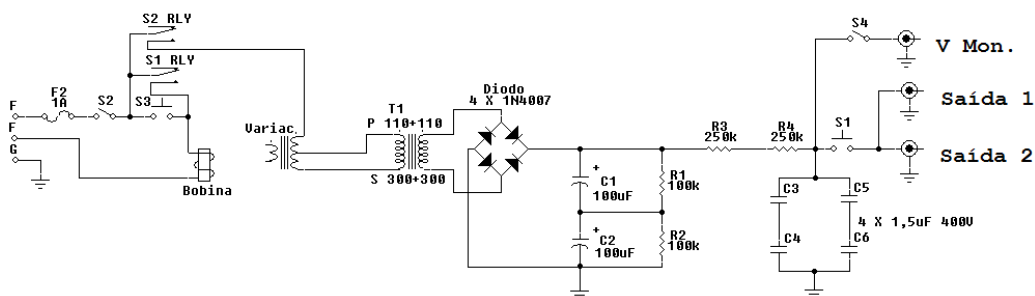


Figura 5.9 - Circuito primário usado para produção do pulso na entrada da bobina de ignição.

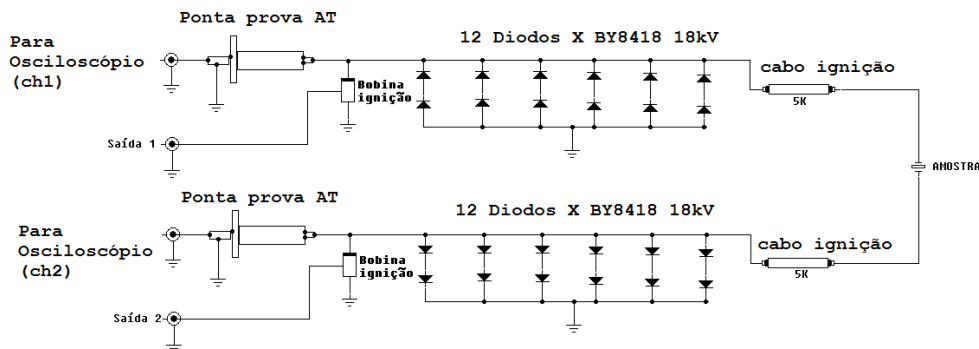


Figura 5.10 - Circuito secundário usado na produção do pulso de alta tensão.



(a)

(b)

Figura 5.11 - (a) Arranjo experimental para medida de rigidez dielétrica e (b) conjunto porta amostra/PZT imerso em óleo.

5.2.7. Identificação dos canais de ruptura no dielétrico.

Após os testes de BD as amostras são danificadas permanentemente pelo caminho do *flashover*. A fim de se determinar o caminho de ruptura nos dielétrico dos capacitores cerâmicos comerciais e PZTs, são analisadas suas superfícies. O procedimento para análise do dielétrico do capacitor consiste: na remoção do encapsulamento da amostra submetida em BD; busca preliminar do caminho de ruptura usando o estereoscópio Topcon com câmera digital CCD Sony integrada, modelo Topway. Para isto é lixado o dielétrico até atingir o caminho de ruptura que no caso do capacitor é facilmente identificado pela carbonização do material (ponto preto), que possui coloração diferente do dielétrico. Após identificação do caminho, são coletadas as imagens com resolução de 50x com a câmera CCD. Para obter o detalhe do caminho com maior resolução 500x é utilizado o MEV. As análises dos dielétricos dos PZTs foram feitas diretamente no MEV pelo fato de a coloração do dielétrico (cinza escuro) dificultar a identificação do caminho de ruptura no estereoscópio.

5.3. Determinação da probabilidade de falha nos dielétricos cerâmicos usando a distribuição Weibull com dois parâmetros.

A distribuição Weibull (WB) é uma distribuição contínua muito usada em análise estatística para estimar a taxa de falha ou o tempo de vida média dos componentes eletrônicos e materiais, incluindo também cerâmicas, capacitores, dielétricos, etc. A função densidade de probabilidade (fdp) possui dois parâmetros (η e β), sendo ambas constantes positivas, onde η é o parâmetro de escala e β é o parâmetro de forma ou inclinação [40][41]. A fdp é obtida por meio dos parâmetros η e β conforme apresentado:

$$f(t) = \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1} e^{-\left(\frac{t}{\eta}\right)^\beta}, \quad (5.1)$$

onde $f(t) \geq 0$, $t \geq 0$, $\beta \geq 0$, $\eta \geq 0$.

Em particular, no caso de testes de ruptura, a função distribuição de Weibull (WB) é utilizada para se calcular a probabilidade da ocorrência de falha do dielétrico para uma determinada tensão aplicada. A função WB simplificada é selecionada por apresentar uma boa aproximação para o comportamento da tensão de ruptura do dielétrico sob condições pulsadas ou DC. Ela é representada em função dos parâmetros β e η como:

$$f_i(\eta) = 1 - e^{-\left(\frac{\eta}{\eta_c}\right)^\beta}, \quad (5.2)$$

onde $f_i(\eta)$ é a estimativa ou a probabilidade de falha do dielétrico em condições pulsadas ou DC para uma amostra de ordem i com uma determinada rigidez dielétrica η suportada pelo material (em kV/mm) e η_c é a rigidez dielétrica característica. Observe que para $\eta = \eta_c$ em (5.2), $f_i(\eta) = 0,632$, o que significa que 63,2 % das amostras apresentam falha de ruptura no caso de uma rigidez dielétrica do material igual a η_c .

A distribuição exponencial de WB é traçada numa escala linear através de uma reta utilizando um processo de linearização. O processo é feito colocando-se a Equação 5.2 da seguinte forma:

$$1 - f_i(\eta) = - e^{\left(\frac{\eta}{\eta_C}\right)^\beta}, \quad (5.3)$$

e calculando-se o logaritmo neperiano de (5.3) como,

$$\ln [1 - f_i(\eta)] = - \left(\frac{\eta}{\eta_C}\right)^\beta. \quad (5.4)$$

Multiplicando-se ambos os lados de (5.4) por -1, e novamente tomando-se o logaritmo neperiano de ambos os lados, obtemos:

$$\ln \{-\ln [1 - f_i(\eta)]\} = \beta \ln(\eta) - \beta \ln(\eta_C), \quad (5.5)$$

onde por analogia com a reta definida por $y=A+Bx$, as coordenadas x e y são:

$$y = \ln \{-\ln [1 - f_i(\eta)]\}, \quad (5.6)$$

$$x = \ln(\eta), \quad (5.7)$$

Sendo constantes A e B dadas por:

$$\beta = B, \quad (5.8)$$

$$A = -\beta \ln(\eta_C). \quad (5.9)$$

A rigidez dielétrica do material na ruptura η pode ser calculada como V/d , onde V é a tensão aplicada de ruptura e d a espessura do dielétrico. Como para um determinado conjunto de dados experimentais, não se conhece anteriormente os parâmetros η_C e β da correspondente distribuição de WB, $f_i(\eta)$ não pode ser calculada através de (5.2). Em vez disso, utiliza-se um método conhecido como ordem mediana (median rank) que calcula a probabilidade de falha f_i para cada

rigidez dielétrica de ruptura η . O método de ordem mediana emprega uma fórmula aproximada (Bernard's approximation) dada por:

$$f_i(\eta) = \frac{i(\eta)-0,3}{N+0,4}, \quad (5.10)$$

onde $i(\eta) = 1, 2, 3, \dots, N$ é a i -enésima amostra num total de N unidades, sendo a ordem definida em função da rigidez dielétrica crescente do material. Por exemplo, para o menor valor de rigidez dielétrica para uma determinada amostra, $i(\eta) = 1$ e para a maior $i(\eta) = N$. Utilizando-se (5.6), (5.7) e (5.10) é possível calcular as coordenadas x e y de um dado conjunto de dados experimentais. Com os valores de x e y , utilizando-se um programa gráfico (Origin) traça-se uma reta. Os pontos experimentais seguem com boa aproximação a distribuição de WB linearizada, cuja reta é traçada com o melhor ajuste linear a partir de uma ferramenta matemática (linear fit) do programa Origin. Esta ferramenta fornece o coeficiente linear A e o coeficiente angular B da reta, $y=A+Bx$. Com isto é possível calcular os parâmetros β e η_C , sendo o primeiro calculado facilmente pela relação (5.8) e o segundo substituindo-se (5.8) em (5.9) e isolando-se η_C como:

$$\eta_C = e^{-\left(\frac{A}{B}\right)}. \quad (5.11)$$

A rigidez dielétrica média para um grupo de amostras testadas pode ser calculada através de uma formulação apropriada baseada em análise estatística para a função WB. Isto não será demonstrado aqui, mas pode ser facilmente encontrado na literatura [42] que o valor médio de η pode ser obtido através da função gama Γ e dos parâmetros β e η_C como:

$$\eta_{AV} = \eta_C \left[\Gamma \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right], \quad (5.12)$$

onde a função gama é tabelada em função dos valores de $(1+1/\beta)$ [43].

Similarmente, o desvio padrão do valor médio de rigidez dielétrica do lote de amostras sob testes é calculado através da seguinte expressão encontrada em análise estatística para a função WB [42] como:

$$\delta = \eta_c \left\{ \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) - \left[\Gamma \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right]^2 \right\}^{1/2}. \quad (5.13)$$

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta seção serão apresentados os resultados e discussões referentes à caracterização elétrica dos capacitores cerâmicos comerciais e das amostras PZTs.

6.1. Variação da capacitância em função da tensão DC

Neste subitem são apresentados os resultados referentes à caracterização dos materiais em condições de tensão contínua DC na temperatura ambiente. Os testes são realizados em voltagem máxima próxima da tensão de ruptura mínima fornecida pelo fabricante para os capacitores cerâmicos comerciais (conforme mostra a Tabela III) e de um valor estimado da ordem de 3 kV/mm para as amostras PZTs.

6.1.1. Capacitor cerâmico comercial

A informação sobre a curva $C \times V$ do dispositivo é uma das características de suma importância para o uso destes componentes em aplicações espaciais. De fato, a medida $C \times V$ é de fundamental importância para garantir um bom desempenho de sistemas ou subsistemas que empregam este tipo de componente, evitando desde simples falhas em circuitos eletrônicos até a falha de um sistema e contribuindo, desta forma, com a confiabilidade e qualidade do projeto final. A Murata é um dos raros fabricantes que fornece as curvas características $C \times V$ para diferentes classes de componentes conforme mostra a Figura 6.1, por exemplo. Para a classe SL, os capacitores praticamente não apresentam variação da capacitância em função da tensão aplicada, e para a classe B, a variação da capacitância em 2 kV chega a ser de aproximadamente 62 % [33].

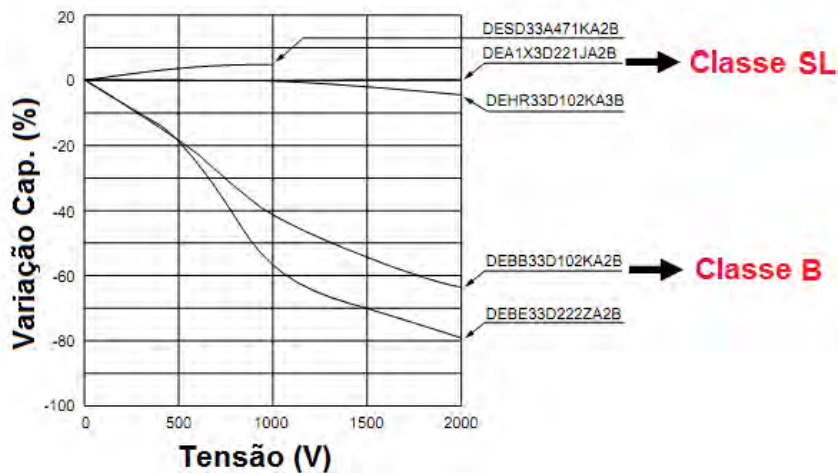


Figura 6.1 – Curvas C x V de alguns capacitores comerciais cerâmicos fornecidas pelo fabricante Murata.

Fonte: [33].

Para verificar a dependência C x V dos dispositivos experimentalmente, os testes foram iniciados com os capacitores sem *datasheet*. Por ex. para o capacitor de 4,7 nF/ 2 kV sem *datasheet* (ver capacitor 2 na Tabela III) apresentou uma variação da capacitância (linha preta) da ordem de 74 %, conforme mostrado na Figura 6.2. A correspondente constante dielétrica relativa ϵ_r possui uma variação similar como esperado e encontra-se mostrado pela linha azul na mesma Figura, decrescendo de patamar de aproximado 6000 para 1600.

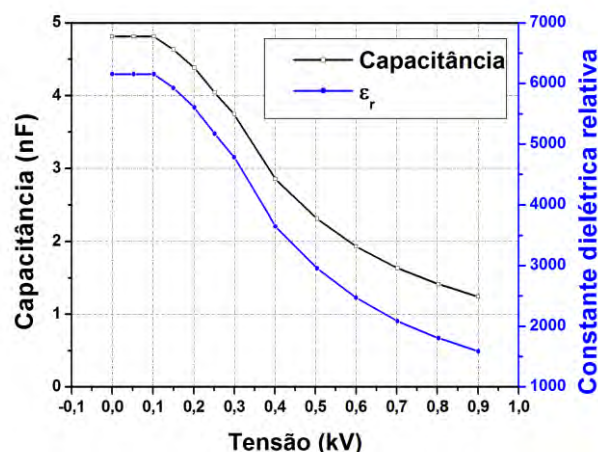


Figura 6.2 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 4,7 nF/ 2 kV.

A redução da constante dielétrica observada na Figura 6.2 pode ser explicada levando-se em conta que: após o alinhamento inicial dos dipolos, começa a ocorrer saturação, pois à medida que o campo elétrico (E) aumenta a capacitância diferencial medida dQ/dV diminui variando inversamente proporcional com $E^{-2/3}$ (como já reportado em [28]) e, no limite, pode-se extrapolar que quando a polarização P está totalmente saturada, a capacitância diferencial dQ/dV torna-se correspondente àquela que se tem com o vácuo entre os eletrodos. Contudo na prática, esta situação hipotética é limitada pela rigidez dielétrica do material [44].

Para o capacitor 1 da Tabela III de 10 nF/ 2 kV observa-se que há um aumento inicial da capacitância com V devido ao alinhamento inicial dos dipolos. Após o alinhamento dos dipolos, ocorre a saturação e com o aumento da tensão a capacitância diminui, a variação da capacitância (linha preta) foi da ordem de 74 % em 900 V conforme mostrado pela Figura 6.3, e sua correspondente constante dielétrica relativa mostrado na mesma Figura pela linha azul, teve um decréscimo da ordem de 11000 para 3000.

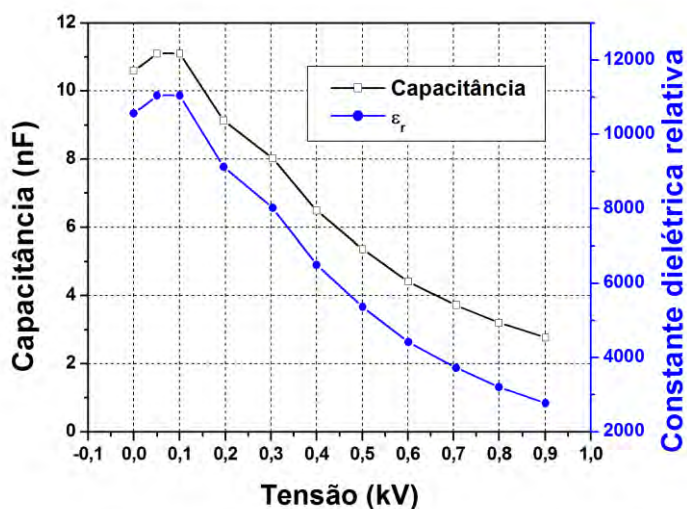


Figura 6.3 - Medida $C \times V$ para o capacitor cerâmico comercial de 10 nF/ 2 kV.

Para exemplificar o caso do alinhamento inicial em capacitores cerâmicos o capacitor 3 da Tabela III de 2,2 nF/ 3 kV apresenta o comportamento em que

há o aumento inicial da capacitância com V justamente devido ao efeito do alinhamento inicial dos dipolos. A variação de $C \times V$ (mostrado pela linha preta) foi da ordem de 4 % devido à baixa tensão aplicada sobre o capacitor e a constante dielétrica calculada (mostrado pela linha azul) partiu da ordem de 2100 para 2200 conforme mostrado pela Figura 6.4.

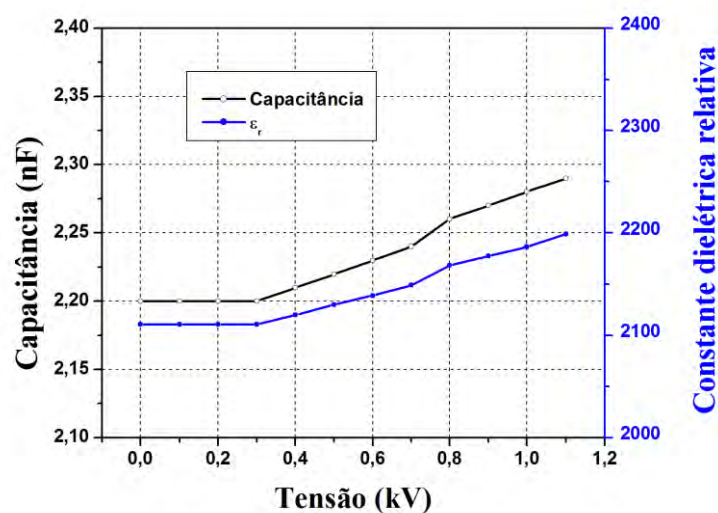


Figura 6.4 - Medida $C \times V$ para o capacitor cerâmico comercial de 2,2 nF/ 3 kV.

Por outro lado, para os capacitores fabricados pela Murata (com *datasheet*), a curva de $C \times V$ também apresentou um comportamento similar não-linear, já esperado de acordo com aquele já especificado. Por ex. para o capacitor de 1 nF/ 2 kV (classe B – capacitor 4 na Tabela III), a variação da capacitância foi de 50 %, como mostrado na Figura 6.5. Neste caso, de acordo com a especificação do fabricante, a variação da capacitância medida está dentro da faixa padrão de variação da classe B do capacitor, da ordem de 60 % de acordo com a Figura 6.1.

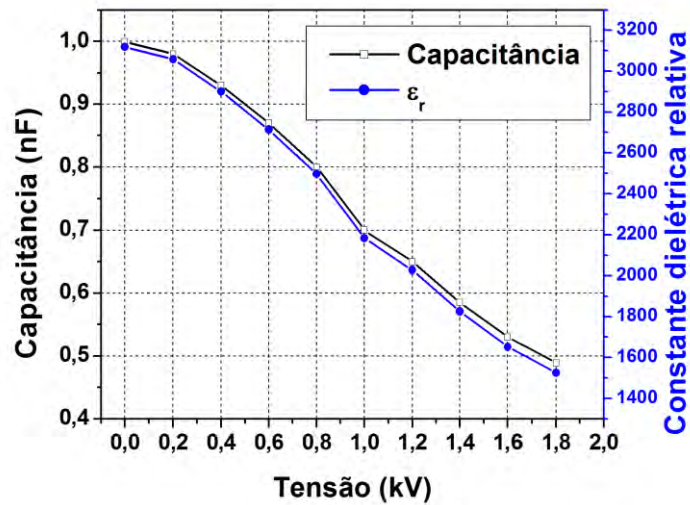


Figura 6.5 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 1 nF/ 2 kV.

No caso do capacitor 5 da tabela III de 470 pF/ 3 kV, também da classe B a variação da capacitância foi da mesma ordem (50 %), como esperado (ver Figura 6.6), estando mais uma vez dentro do padrão estipulado pelo fabricante, de acordo com a Figura 6.1.

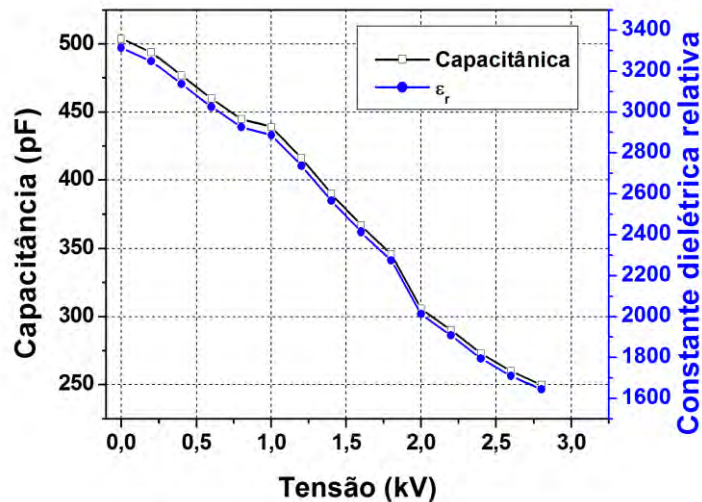


Figura 6.6 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 470 pF/ 3 kV.

A curva de C x V para o capacitor de 100 pF/ 3 kV (classe SL – capacitor 6 da Tabela III) não apresentou variação de C x V até a tensão da ordem de 1,4 kV,

conforme mostrado na Figura 6.7, dentro da faixa especificada pelo fabricante (ver Figura 6.1). A limitação da tensão sob o capacitor 6, se deve ao uso de outro circuito elétrico como relatado anteriormente na seção 5.2.1.

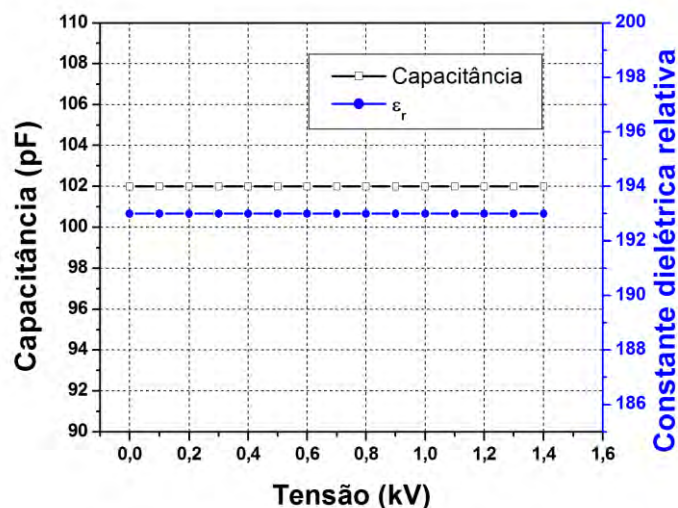


Figura 6.7 - Medida C x V para o capacitor cerâmico comercial de 100 pF/ 3 kV.

Uma importante conclusão obtida dos resultados anteriores é que o decréscimo da capacitância com a tensão aplicada tem um efeito adverso no armazenamento de energia em capacitores cerâmicos comerciais, uma vez que a energia armazenada W no dielétrico, além de aumentar com o quadrado de V , depende diretamente da capacitância (isto é, $W = 1/2CV^2$). A variação da capacitância com V implica em uma diminuição na energia armazenada no dielétrico, conforme resultado experimental (em vermelho) comparado com o caso ideal (em preto), em que a capacitância não varia mostrada na Figura 6.8. Até 40 % da tensão nominal do capacitor dada pelo fabricante, o decréscimo da energia W armazenada no capacitor é desprezível, uma vez que a diminuição de C é pequena. Contudo acima de 40 %, a variação aumenta e a energia realmente armazenada no capacitor começa a ser bem inferior do que aquela esperada no caso ideal, pois isso é mais uma confirmação de condição de saturação. Neste caso, não se pode armazenar mais energia nos dipolos.

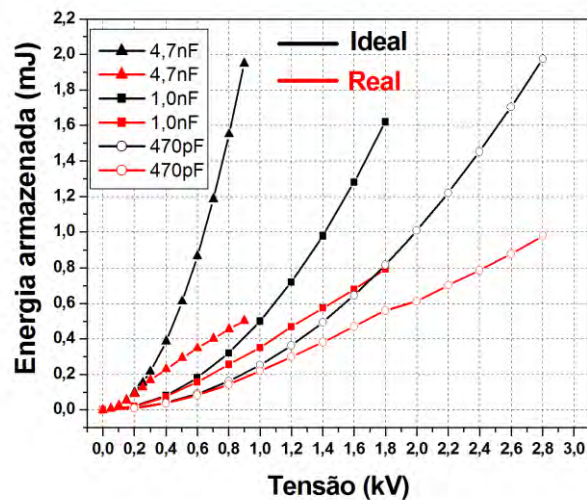


Figura 6.8 - Energia armazenada nos capacitores cerâmicos comerciais para o caso ideal e experimental.

6.1.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

Na busca de materiais que permitam armazenar uma grande quantidade de energia por unidade de volume (J/cm^3), e ou em aplicações de potência pulsada, o PZT é uma boa alternativa como meio dielétrico, devido à sua alta constante dielétrica relativa (300 a 3000) [45]. Para o PZT, o fabricante não fornece sua tensão mínima de ruptura. Utilizando as amostras despolarizadas PZT-D-01, PZT-D-02 do tipo 4 e uma amostra PZT-D do tipo 8 na caracterização deste material em função da tensão DC, observamos um comportamento mais linear, comparado aos capacitores cerâmicos comerciais, o que pode favorecer em aplicações onde se deseja pouca ou nenhuma variação da capacitância em função da tensão. Para o PZT-D-01 a variação de C e ϵ_r em função da tensão foi de 16,3 %, conforme Figura 6.9, onde a capacitância é indicada pela linha preta e ϵ_r pela linha azul. O mesmo conceito da pequena variação de $C \times V$ se aplica ao PZT, como no caso dos capacitores comerciais já envolvidos, isto é, com a saturação do alinhamento dos dipolos tem-se a queda da capacitância com o aumento a tensão.

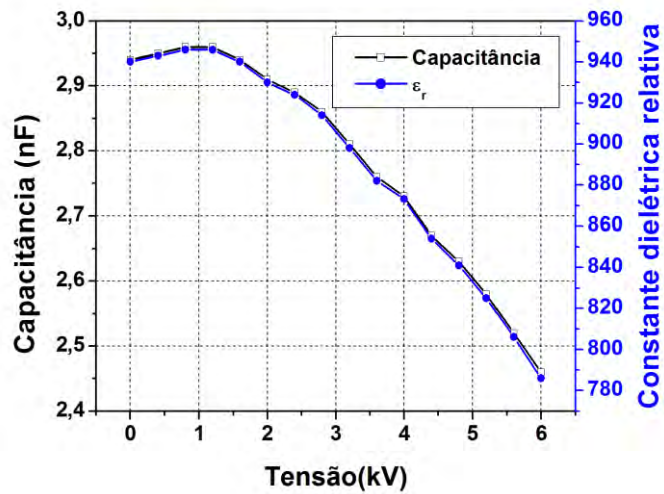


Figura 6.9 - Medida C x V para o PZT-D-01 tipo 4.

No caso do PZT-D-02 a variação da capacitância em função da tensão foi de apenas 14,9 % de acordo com a Figura 6.10. Para esta amostra, observa-se que há um aumento inicial da capacitância em função da tensão, devido ao alinhamento inicial dos dipolos. Após o alinhamento dos dipolos, ocorre a saturação e com o aumento da tensão a capacitância diminui, conforme mostrado na Figura 6.10. O mesmo efeito pode ser observado em capacitores comerciais, conforme já descrito na subseção anterior (ver Figuras 6.3 e 6.4).

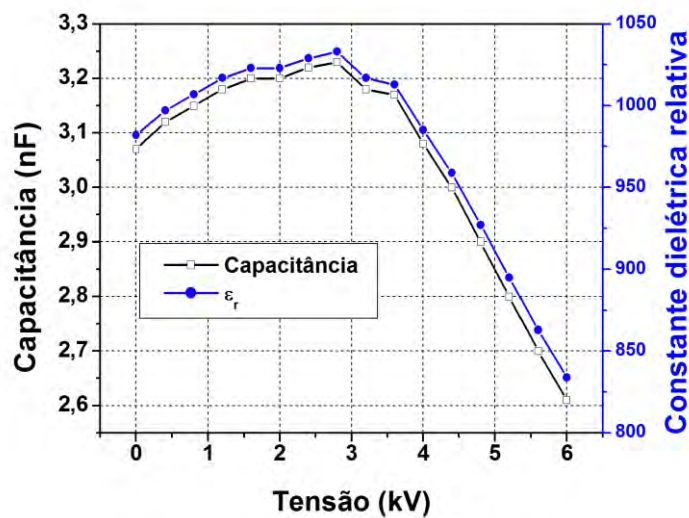


Figura 6.10 - Medida C x V para o PZT-D-02 tipo 4.

Utilizando o circuito da Figura 5.3 para a medida de C x V do PZT-D tipo 8 da Tabela IV, observa-se um alinhamento inicial dos dipolos com pequena variação da capacitância (linha preta) da ordem de 5 % para uma tensão próxima de 1,4 kV conforme apresentado na Figura 6.11 e a constante dielétrica calculada partiu de um patamar da ordem de 835 para 875 mostrado pela linha azul na mesma figura.

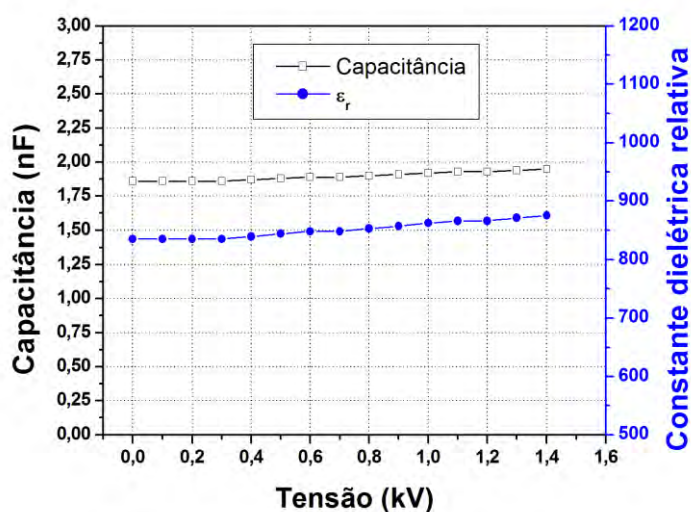


Figura 6.11 - Medida C x V para o PZT-D tipo 8.

Ao contrário dos dielétricos a base de BaTiO₃, a pouca variação de C do PZT faz que a energia realmente armazenada não fique muito fora do valor ideal esperado, de acordo com $1/2CV^2$. Como mostra a Figura 6.12, a energia real (ou exp. em vermelho), armazenada no PZT-D para as duas amostras testadas (PZT-D-01 e PZT-D-02) apresentou pouco desvio comparado àquela esperada sem variação de C (ideal em preto). Basicamente isto se deve ao fato do PZT ser bem mais linear que o dielétrico de BaTiO₃ dos capacitores cerâmicos comerciais.

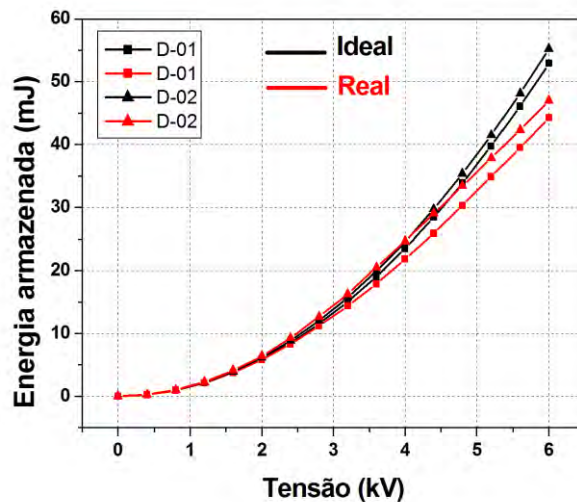


Figura 6.12 - Energia armazenada nos PZT's D-01 e D-02.

6.2. Variação da capacitância em função da frequência

Nesta seção são apresentados os resultados do comportamento da capacitância e da constante dielétrica relativa dos componentes em testes (PZT e capacitor comercial) em função da frequência. A faixa de varredura obtida em função da limitação dos equipamentos utilizados foi de 100 kHz à 30 MHz.

6.2.1. Capacitor cerâmico comercial

Medidas em corrente alternada (AC) é relevante para capacitores, onde os parâmetros de perdas no dielétrico, frequência de ressonância, variação da capacitância e da impedância, definem o tipo de capacitor a ser utilizado (cerâmico, eletrolítico, óleo, entre outros). Como para diferentes dielétricos têm-se diferentes respostas em frequências, conhecer o comportamento dos capacitores em regime AC possibilita um melhor desempenho do projeto e reduz a probabilidade de falha.

Para aplicações em médias e altas frequências, utilizam-se capacitores cerâmicos devido à impedância ter uma queda quase linear e ao baixo fator de

perdas. Por ex., o gráfico da magnitude da impedância (Z) (linha azul) e da resistência equivalente série (R_{ES}) (linha preta) em função da frequência para o capacitor de 1 nF (capacitor 4 da Tabela III), bem como o correspondente diagrama de fase estão mostrados respectivamente nas Figuras 6.13 (a) e (b). R_{ES} , conforme já mencionado no item 3.1 da seção 3, é composta pelas resistências R_L , $R_D(f)$ e R_S que são respectivamente as resistências em baixa frequência, resistência do dielétrico e resistência em alta frequência (devido ao efeito pelicular). A faixa de frequência de operação da ponte RLC usada, para a caracterização é de 100 kHz a 30 MHz. Nesta faixa de frequência de 100 kHz a 30 MHz, pode-se desprezar o efeito de R_L e R_S . Para R_L , a frequência mínima de operação 100 KHz associada ao alto valor de R_L em condição DC, produz um baixo fator de perdas D_2 , o qual é desprezível. Já para o caso de R_S , a frequência máxima de operação 30 MHz, não produz um efeito pelicular considerável, portanto desprezando a parcela D_1 , ficando então $R_{ES} \approx 1/\omega^2 C^2 R_D$, conforme Equação 3.20 na seção 3.1. Para casos de capacitores cerâmicos, a resistência R_{ES} é muito baixa comparada a reatância, sendo a impedância aproximadamente igual ao módulo da reatância. Nota-se na Figura 6.13 (a) uma redução de R_{ES} e Z com a frequência, onde a queda de R_{ES} está relacionada ao aumento de perdas no dielétrico, pois a resistividade do dielétrico tende a diminuir com o aumento de f ($R_D(f)$) devido ao atrito gerado no movimento dos dipolos quando sujeitos ao campo alternado AC [46][47]. Já a queda de Z , deve-se ao aumento de X_L e a redução de X_C com ω , conforme Equação 3.16 na seção 3. Contudo, na Figura 6.13(b), observa-se que nas medidas não se atingiu a frequência de ressonância do capacitor devido a limitação da ponte RLC utilizada (freq. máx. de 30 MHz), pois não houve a transição do ângulo de fase como previsto pelas Figuras 3.7 (b) e 3.8 (b) na seção 3.

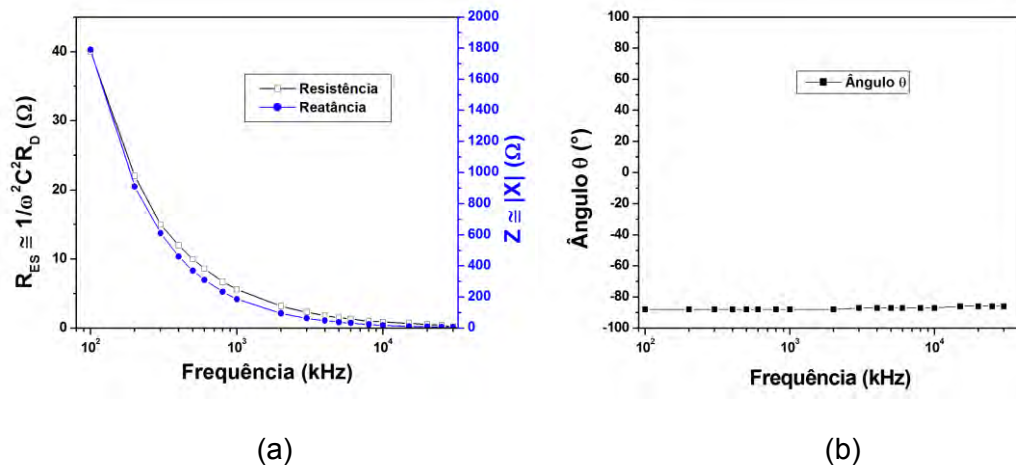


Figura 6.13 – (a) Resposta em frequência de Z e R_{ES} do capacitor cerâmico de 1 nF e (b) correspondente diagrama de fase.

De acordo com o resultado observado, a diminuição da capacitância e de ϵ_r com a frequência é um comportamento esperado para muitos materiais devido à frequência de relaxação dielétrica do dielétrico que envolve a orientação da polarização e a estrutura cristalina da cerâmica. Embora no caso ideal, a densidade de carga D seja proporcional à polarização P (ver Equação 3.8, seção 3), com o aumento da frequência o tempo para os dipolos se orientarem na direção do campo aplicado decresce, diminuindo desta forma conforme ϵ_r , quando se aproxima ou excede a frequência de relaxação do dielétrico [47][48]. Isto está de acordo com a Figura 6.14 (a), porém até certo ponto, onde ocorre outro processo não-linear. Neste caso, há um considerável aumento de C visto que para frequências muito altas, o tempo de carga é muito pequeno para acompanhar a taxa de variação da tensão aplicada, o que implica numa densidade de corrente de carga muito elevada (D), compensando o decréscimo de P e aumentando o valor da capacitância. Apesar do aumento de C , este efeito não é de forma nenhuma benéfica para o capacitor por causa do correspondente aumento do fator de perdas ($\tan\delta$) em 25 MHz aproximadamente, como mostrado na Figura 6.14 (b). Note também nesta figura que para baixas frequências $\tan\delta$ aumenta linearmente com f , o que está de acordo com o modelo do capacitor que $\tan\delta = \omega R_{ES}C$, supondo pouca

variação de R_{ES} e C . Entretanto, para frequências mais altas próximas de 25 MHz o aumento de C e de f compensa a diminuição de R_{ES} e a $\tan\delta$ aumenta abruptamente para 0,065, decrescendo em seguida por causa do efeito indutivo a medida que a frequência se aproxima da ressonância, embora não tenha sido atingida neste caso como mostra o diagrama de fase da Figura 6.13 (b).

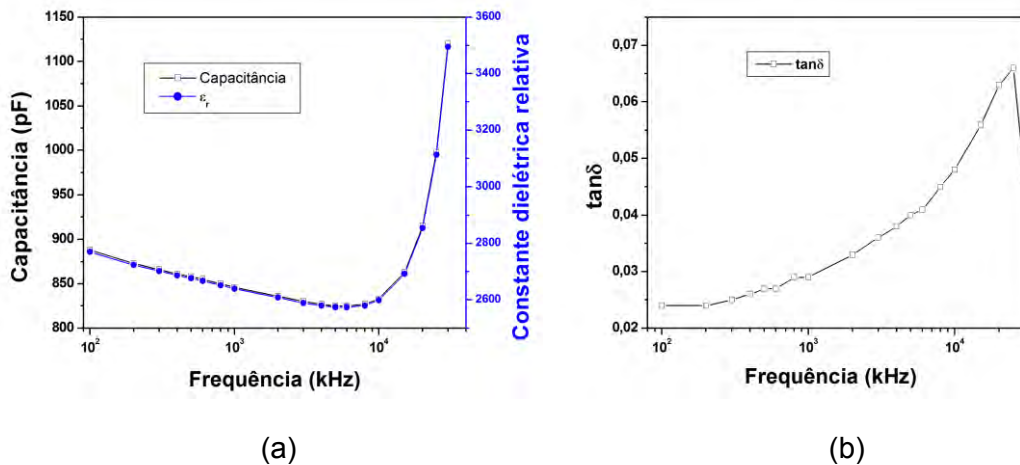


Figura 6.14 – (a) Resposta em frequência de C do capacitor de 1 nF e (b) correspondente $\tan\delta$.

Para o capacitor cerâmico de 470 pF (capacitor 5 da Tabela III), a resposta em frequência de R_{ES} , Z e o diagrama de fase versus f seguem o mesmo comportamento que o capacitor cerâmico de 1 nF, por se tratar da mesma classe de capacitores da Murata (classe B), sendo ambos adequados para aplicações até 10 MHz, como ilustra respectivamente nas Figuras 6.15 (a) e (b). O mesmo pode ser dito em relação à variação de C com f e às perdas mostradas respectivamente nas Figuras 6.16 (a) e (b), cujo fator de dissipação ($\tan\delta$) ficou entre 0,02 e 0,065 na faixa de frequência de 100 kHz a 25 MHz, como no caso anterior.

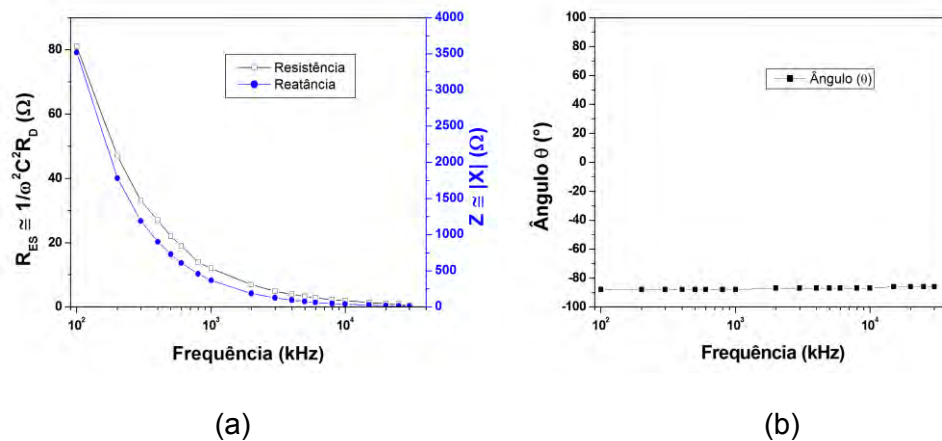


Figura 6.15 – (a) Resposta em frequência de Z e R_{ES} do capacitor cerâmico de 470 pF e (b) correspondente diagrama de fase.

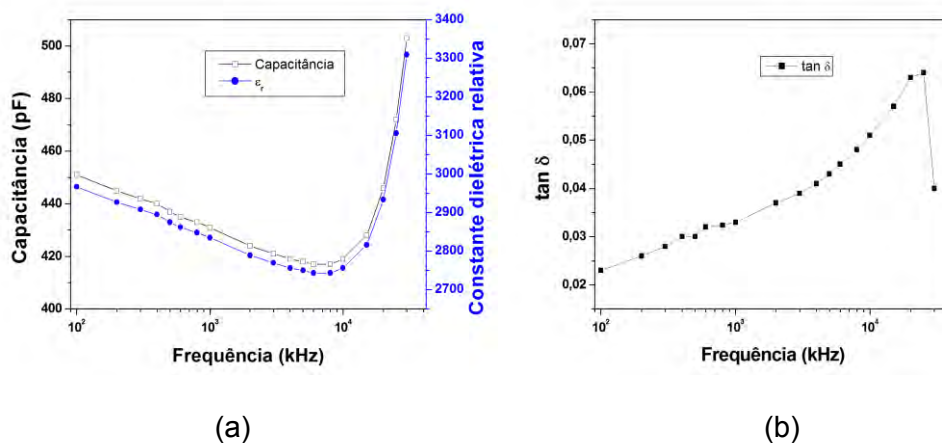


Figura 6.16 – (a) Resposta em frequência de C para o capacitor de 470 pF e (b) correspondente $\tan \delta$.

Por outro lado, para o capacitor da classe SL da Murata de 100 pF há uma melhor resposta em frequência até 10 MHz tanto em termos de capacitância quanto das perdas conforme observado nas Figuras 6.17 (a) e (b). Uma particularidade observada neste caso é que as perdas ficam abaixo de 0,01 (sendo quase zero) numa ampla faixa de frequência entre praticamente 100 kHz e 10 MHz. Após 10 MHz, em 25 MHz apresenta um pico chegando o fator de perdas a 0,065, como nos casos anteriores. A explicação para isto é que neste capacitor foram usados dopantes como titanato de cálcio e magnésio para se conseguir uma boa estabilidade em temperatura, como atestam os

diagnósticos de EDX e os resultados em temperatura para este capacitor. Embora os mecanismos de estabilidade em f não tenham sido completamente elucidados, suspeita-se que após 10 MHz os dopantes deixam de agir e as perdas voltam a ser proporcionais a f atingindo abruptamente o pico, embora haja um pequeno decréscimo em C como mostrado na Figura 6.17 (a). Com relação à Z e R_{ES} a resposta em frequência (dada na Figura 6.18(a)) se revela semelhante aos casos anteriores, estando o dispositivo mais uma vez longe de sua frequência de ressonância, como ilustrado no correspondente diagrama de fase da Figura 6.18 (b).

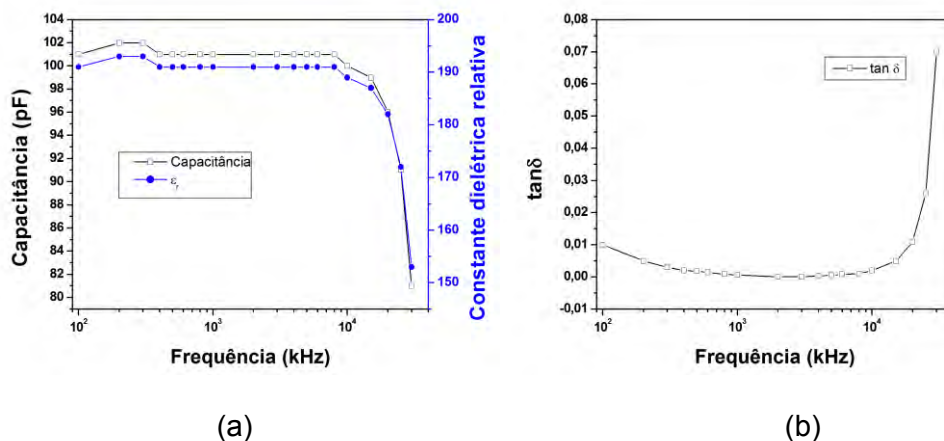


Figura 6.17 – (a) Resposta em frequência de C para o capacitor de 100 pF e (b) correspondente $\tan \delta$.

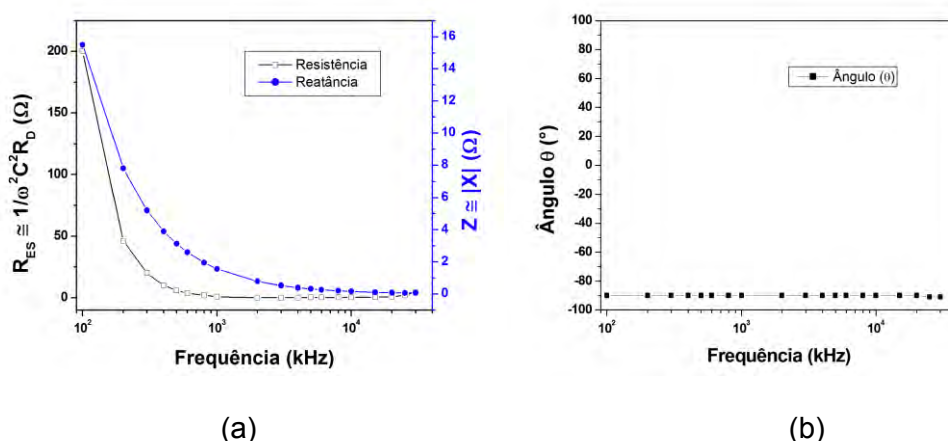
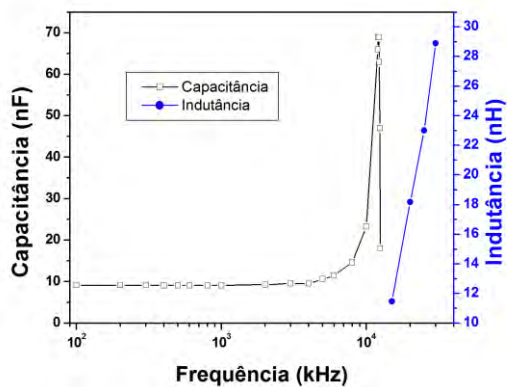
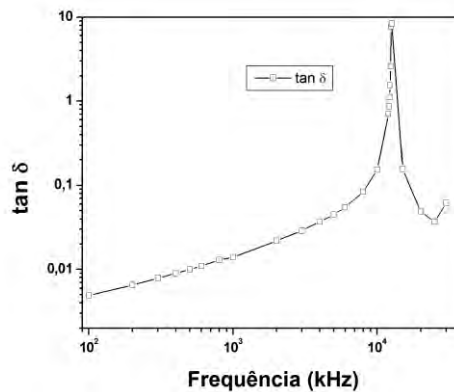


Figura 6.18 – (a) Resposta em frequência de R_{ES} e Z para o capacitor de 100 pF e (b) correspondente diagrama de fase.

Quando se compara com relação às perdas, os dispositivos de mais alta capacitância (>1 nF) possuem um melhor desempenho em comparação com aqueles da classe B da Murata de menor capacitância já descritos. Entretanto, são limitados pela ressonância entre a capacitância C do capacitor e a indutância L dos seus terminais em f_0 de mais baixo valor, uma vez que C é maior neste caso e f_0 é proporcional a $1/\sqrt{LC}$. Por ex., no caso do capacitor de 10 nF sem *datasheet* (capacitor 1 da Tabela III) a capacitância se mantém constante até aproximadamente $f = f_0 = 12,6$ MHz, acima da qual o dispositivo passa a ser indutivo conforme mostra a Figura 6.19 (a). Observe que quando $f = f_0$ as perdas do dispositivo se elevam consideravelmente passando de 0,1 e atingindo 10 no pico, de acordo com a Figura 6.19 (b). Note também que as respostas de R_{ES} e Z na Figura 6.20 (a) seguem o padrão típico já observado em casos anteriores, onde o correspondente diagrama de fase mostra a mudança do comportamento do dispositivo de capacitivo para indutivo acima de f_0 , como mostrado na Figura 6.20 (b). Este resultado demonstra que componentes de maior capacitância possuem em princípio melhor resposta em frequência do que capacitores com menor C , mas na prática são limitados pela indutância dos seus terminais, antes que possa observar um decréscimo de C com a frequência. Em particular, o capacitor opera com menores perdas até 10 MHz do que os da classe B, porém o inverso quando se compara com o de 100 pF da classe SL. Em resumo, capacitores com altas capacitâncias em geral são mais estáveis em altas frequências, porém altas perdas perto da frequência de ressonância (causada pelos efeitos indutivos de seus terminais) limitam a sua operação em mais baixas frequências.

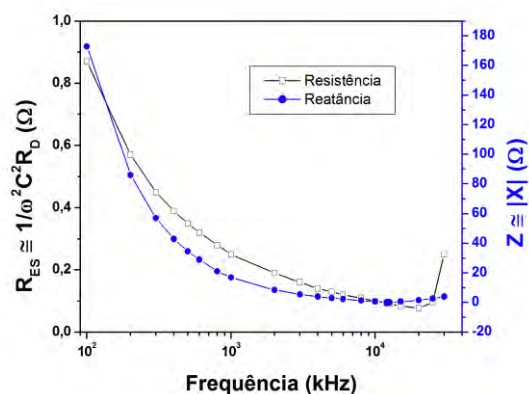


(a)

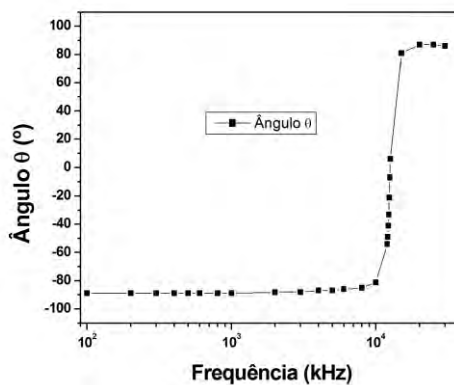


(b)

Figura 6.19 – (a) Resposta em frequência de C para o capacitor de 10 nF e (b) correspondente $\tan \delta$.



(a)



(b)

Figura 6.20 – (a) Resposta em frequência de R_{ES} e Z para o capacitor de 10 nF e (b) correspondente diagrama de fase.

6.2.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

A cerâmica PZT-D (tipo 4) possui um prospecto favorável para uso como dielétrico em capacitores de alta frequência, devido ao seu baixo fator de perdas abaixo de 0,01 até 3 MHz, conforme mostra a Figura 6.21 (b) e sua correspondente variação de C com f mostrado na Figura 6.21 (a). Observe nas figuras que as perdas aumentam consideravelmente a partir do ponto em que a capacitância (ou ϵ_r) aumenta abruptamente em torno de 4 MHz por causa do aumento de corrente de carga. Isto tem a ver com o pico de ressonância entre C e L (indutância das conexões do suporte da amostra). Devido ao fato de C ser relativamente grande, a frequência de ressonância fica na faixa de MHz, como comprova o respectivo diagrama de fase para a impedância Z, mostrado respectivamente nas Figuras 6.22(b) e (a). Estes resultados são bastante semelhantes aos obtidos com o capacitor de 10 nF da seção anterior, com R_{ES} bem abaixo de $1,0 \Omega$ em baixa frequência, pois conforme já descrito, inclui a resistência metálica dos contatos que é menor devido a maior área de contato para maiores C.

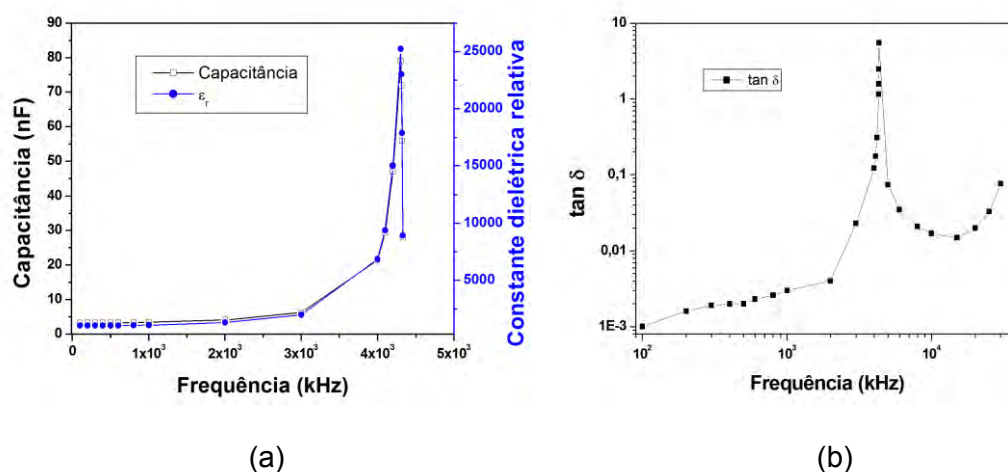


Figura 6.21 – (a) Resposta em frequência de C (ou ϵ_r) para o PZT-D tipo 4 e (b) correspondente fator de perdas ($\tan \delta$).

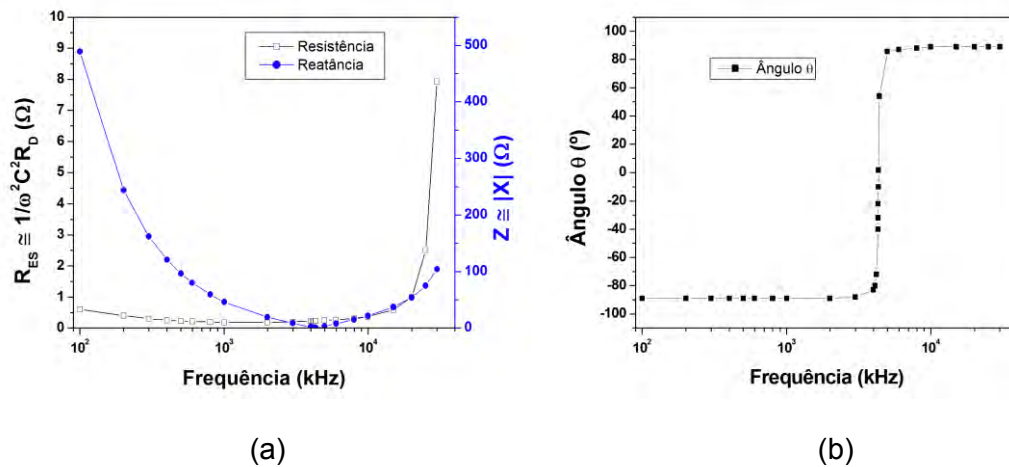
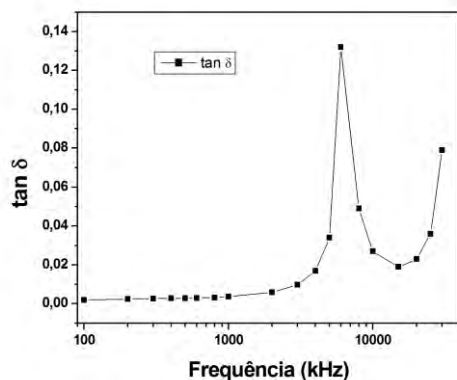
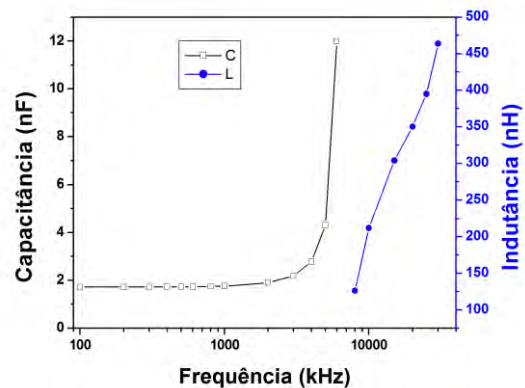


Figura 6.22 – (a) Resposta em frequência de R_s e Z para o PZT-D tipo 4 e (b) correspondente diagrama de fase mostrando a transição.

Basicamente o mesmo resultado pode ser observado na Figura 6.23 (a) para o PZT despolarizado tipo 8, com as perdas ficando bem abaixo de 0,01 neste caso até a frequência de ressonância ser atingida em 5 MHz aproximadamente. Observe que a capacitância na Figura 6.22 (b) é basicamente constante na faixa de frequência até ressonância por causa dos elementos indutivos dos terminais que causam um aumento abrupto da corrente e de C . Após a frequência de ressonância, o componente sob teste se torna indutivo como mostrado na Figura 6.22 (b). Obviamente se não fosse esta limitação da indutância dos terminais e do equipamento em 30 MHz, as perdas do PZT, possivelmente poderiam ficar abaixo de 0,05 até 10 GHz, conforme demonstram resultados obtidos para filmes finos [49][50], o que seria excelente, comparando-se com os resultados dos capacitores a base de BST, exceto para o capacitor da classe SL de 100 pF.



(a)



(b)

Figura 6.23 – (a) Tangente de perdas para o PZT-D tipo 8 e (b) correspondente variação de C em frequência, mostrando quando o componente se torna indutivo.

Como as dimensões das amostras PZT-D tipo 4 e PZT-D tipo 8 são bem parecidas (ver Tabela IV) com constante dielétrica similares, as capacitâncias são elevadas (na faixa de nF) e, portanto, as limitações em frequência são determinadas basicamente pela indutância dos terminais do porta amostra, ao invés da máxima frequência do equipamento em 30 MHz, por causa da frequência de ressonância mais baixa. Então para se chegar em 30 MHz e medir as perdas do dielétrico sem influência da frequência de ressonância, cortamos uma amostra do PZT-D tipo 4 em pequenos pedaços com diâmetros (Φ) inferiores a 5 mm e colocamos no fixture do medidor. No processo de corte o filme de prata metálico foi removido, como pode ser notado para uma amostra em particular pelo aumento de R_{ES} em baixa frequência ilustrado na Figura 6.24 (a), comparado com o caso anterior. Na Figura 6.24 (b), nota-se o diagrama de fase constante sem a correspondente transição para a fase indutiva. Na Figura 6.25 (a) pode ser observado que, neste caso, a tangente de perdas fica na faixa de 0,05 a 0,06 até 30 MHz com a correspondente variação de C na faixa de pF dada na Figura 6.25 (b). Este aumento do fator de perdas de 0,01 para 0,05 - 0,06 para o PZT-D tipo 4 deve-se à piora dos contatos com a remoção da prata metálica. Entretanto, este resultado indica que o PZT tem potencial para ser usado em aplicações até 10 GHz com baixo fator de perdas

quando se despreza os efeitos dos terminais do PZT, principalmente para aplicações de alta frequência de LTs [51][52].

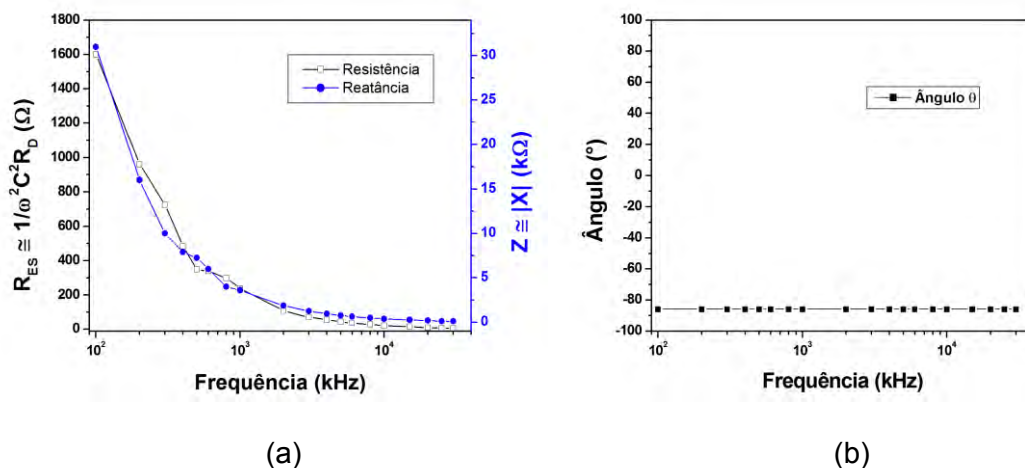


Figura 6.24 – (a) Variação de R_{ES} e Z com f para o PZT-D tipo 4 com $\Phi < 5$ mm e (b) correspondente diagrama de fase sem transição indutiva.

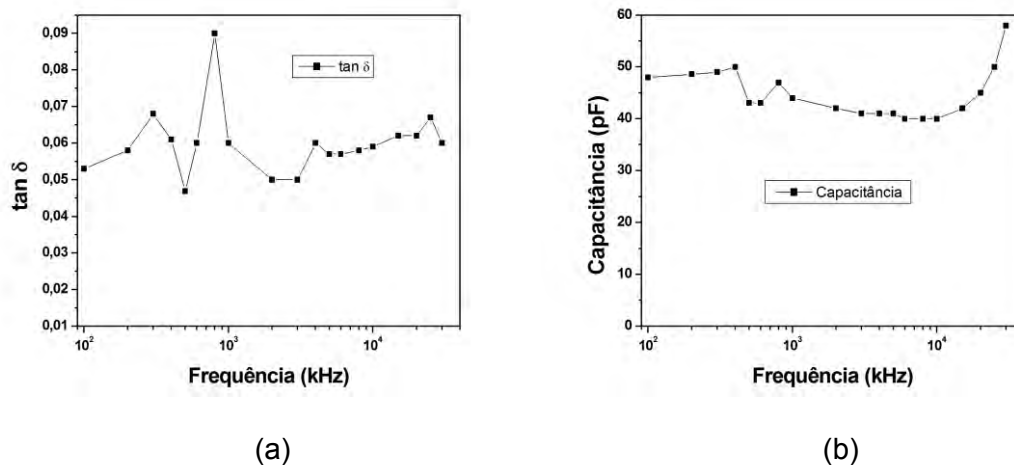


Figura 6.25 – (a) Tangente de perdas em função de f e (b) correspondente variação de C para o PZT-D tipo 4 com $\Phi < 5$ mm.

6.3. Variação da capacitância em função da temperatura

Visando à aplicação do material em sistemas aeroespaciais, este deve ser submetido a condições térmicas que simulem o ambiente espacial. Em virtude do fundo de escala da câmara climática usada em baixa temperatura, as medidas de C x T ficaram na faixa de -35 °C a 100 °C. Esta seção apresenta os resultados e discussões da capacitância em função da variação da temperatura.

6.3.1. Capacitor cerâmico comercial

Medidas com a variação da temperatura são de grande importância para verificar possíveis limitações do componente. O componente aplicado em missões espaciais estará sujeito a bruscas variações de temperatura, onde níveis de temperatura podem atingir de -50 °C à +70 °C, dependendo da órbita. A faixa de temperatura para caracterização dos materiais empregados neste trabalho é de -35 °C à +100 °C. Na fase paraelétrica, quando a temperatura do dielétrico T está acima da temperatura de Curie T_c , a constante dielétrica relativa do material é uma função da temperatura (T), conforme dada na Equação abaixo. [36][53]:

$$\epsilon_r = \frac{H}{T - T_c}, \quad (6.1)$$

onde H é uma constante que depende do material dielétrico.

No caso de capacitores, o fabricante (da mesma maneira que C x V) apresenta as curvas C x T, mostradas na Figura 6.26, de acordo com a faixa de temperatura especificada na Tabela V. Por ex., para a classe SL a variação da capacitância é aproximadamente de -5 % em 80 °C e de 5 % em -25 °C, enquanto que na classe B a variação da capacitância fica próxima de -9 % em 80 °C e de -5 % em -25 °C [33]. No entanto, na fase paraelétrica do material, a Equação 6.1 é apenas válida para a classe F, quando se tem basicamente somente altas concentrações do composto titanato de estrôncio como agente

dopante. Por outro lado, quando se quer uma menor variação de C ou ϵ_r numa faixa ampla de temperatura como na classe B ou SL, elementos dopantes adicionais como Ca ou Mg são usados em mais altas concentrações para modelar este comportamento.

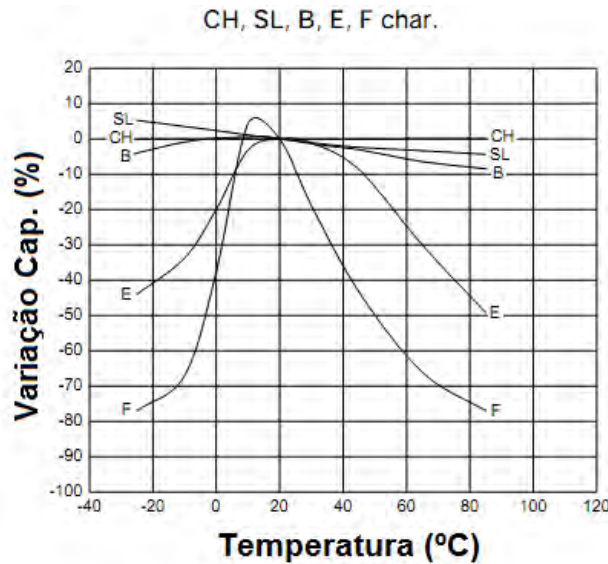


Figura 6.26 - $C \times T$ para diferentes classes.

Fonte: [33].

Para o capacitor de 10 nF (Capacitor 1 na Tabela III), a medida em baixa temperatura apresentou grande variação da capacitância em linha preta ou da correspondente constante dielétrica relativa ϵ_r em linha azul da ordem de 76 %, como mostra a Figura 6.27. Para o cálculo da variação de C ou ϵ_r em % a temperatura ambiente de 20 °C foi tomada como referência. A medida em temperatura positiva (até ordem de 100 °C) também apresentou uma grande variação de aproximadamente 71 %, de acordo com a Figura 6.27. A explicação para este fenômeno é que a cerâmica dielétrica BT do capacitor está dopada com titanato de estrôncio para causar o deslocamento da temperatura de Curie em torno da temperatura ambiente T_A , de tal maneira que o material se encontra na fase paraelétrica quando $T \geq T_A \approx T_C$. Portanto com o incremento da temperatura acima de T_A a constante dielétrica relativa diminui de acordo com (5.1) e, conseqüentemente a capacitância uma vez que é

proporcional a ϵ_r conforme (3.2). Entretanto, quando a temperatura do material T está abaixo de T_A , o material se encontra na fase ferroelétrica e como esperado o incremento de temperatura provoca um correspondente acréscimo em C ou ϵ_r , estando de acordo com o comportamento observado na Figura 6.27. Embora, este capacitor testado não possua especificação do fabricante, a variação da capacitância de seu dielétrico com T segue claramente o comportamento da classe F dos capacitores especificados da Murata.

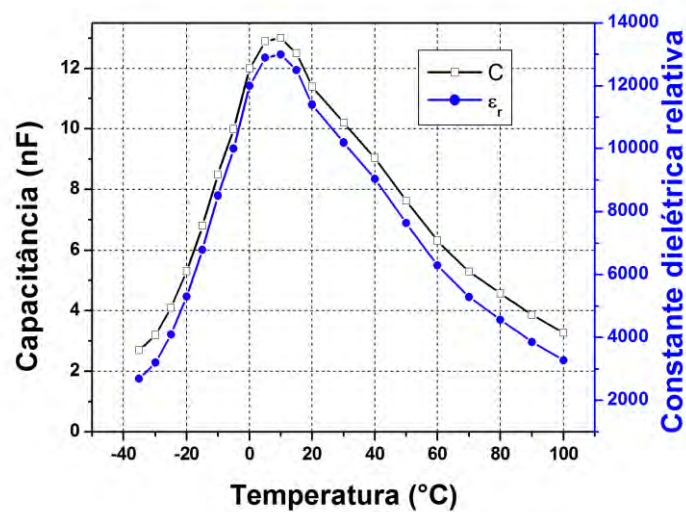


Figura 6.27 - Medida de $C \times T$ mostrada para o capacitor cerâmico 10 nF.

Para o capacitor de 1 nF da Murata (classe B) testado, a variação da capacitância com a temperatura positiva foi da ordem de -13 % em 80 °C, um pouco acima da especificação dada pelo fabricante da ordem de -10 %, de acordo com a Figura 6.28 (a). Para temperaturas negativas, a variação chegou a 5 % em -25 °C, ficando dentro da margem especificada pelo fabricante.

Para o capacitor de 470 pF da Murata de mesma classe (B), a variação da capacitância com a temperatura foi bem semelhante ao do capacitor de 1 nF, como mostra a Figura 6.28 (b), sendo de 10 % em 80 °C, o que fica dentro da margem do fabricante. Para temperaturas negativas, a variação chegou a 7,6 % em -25 °C, próximo da margem especificada pelo fabricante. Em ambos os casos, verifica-se uma boa estabilidade de $C \times T$, o que é conseguido por meio

da mistura de dopante entre titanatos de cálcio e de magnésio, por ex. uma melhor estabilidade ainda é conseguida na classe SL da Murata, como mostra o comportamento de $C \times T$ para o capacitor testado de 100 pF na Figura 6.29.

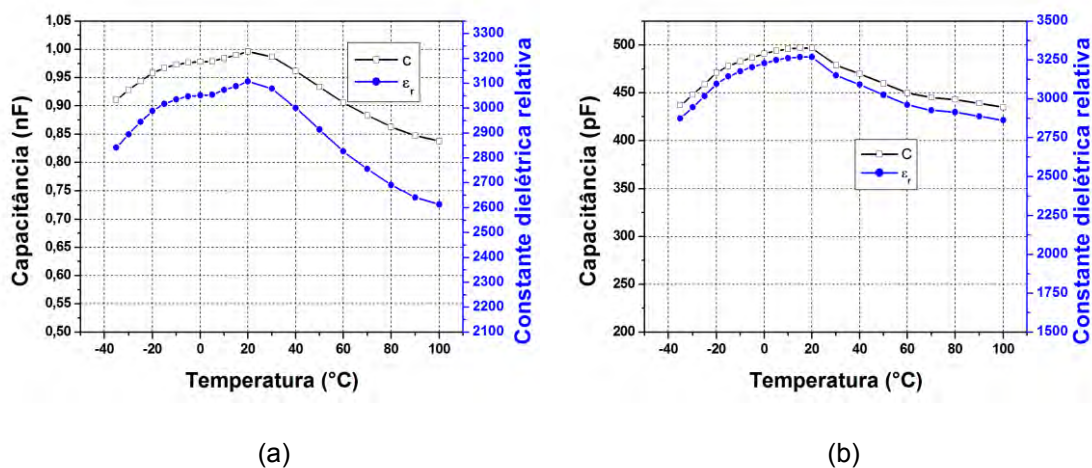


Figura 6.28 - Medida $C \times T$ para os capacitores cerâmicos: (a) 1 nF/ 2 kV e (b) 470 pF/ 3 kV.

Para o capacitor 6 da Tabela III de 100 pF (classe SL) da Murata a capacitância (em linha preta) teve variação da ordem de 5 % próximo de 80 °C e de 6 % até -35 °C, dentro da margem especificada pelo fabricante, a constante dielétrica relativa (em linha azul) teve a mesma variação da capacitância partindo de um patamar de 222 (-35 °C) à 197 (80 °C) conforme mostrado pela Figura 6.29.

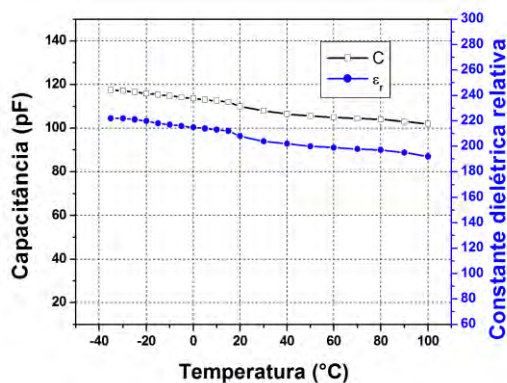


Figura 6.29 - Medida $C \times T$ para o capacitor cerâmico 100 pF/ 3 kV.

6.3.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

Cerâmicas PZTs tipo 4 e 8 possuem propriedades elétricas similares, por ex., ambas possuem temperatura de Curie da ordem de 380 °C. Em vista disto, nesta seção está mostrada uma curva típica de $C \times T$ para a amostra PZT-4 despolarizada como mostra a Figura 6.30 [31][54]. A faixa de temperatura testada foi de acordo com a especificação para aplicações espaciais, entre -30°C e 100 °C. Como T_C está acima da temperatura ambiente, o material encontra-se na fase ferroelétrica e, portanto, o incremento da temperatura faz com que tanto a constante dielétrica (em linha azul) quanto à capacitância (em linha preta) aumentem, uma vez que nesta fase o decréscimo de C ou ϵ_r provocado pelo aumento T , por causa da maior agitação dos dipolos, é sobrepujado pelo efeito da diminuição da resistividade até aproximadamente T_C . Tomando como $T_A = 20$ °C, a variação de ϵ_r fica da ordem de -20 % em 80°C e de -11 % em -30 °C para o PZT-D tipo 4, o que se revela razoável para aplicações espaciais do PZT nesta faixa de temperatura.

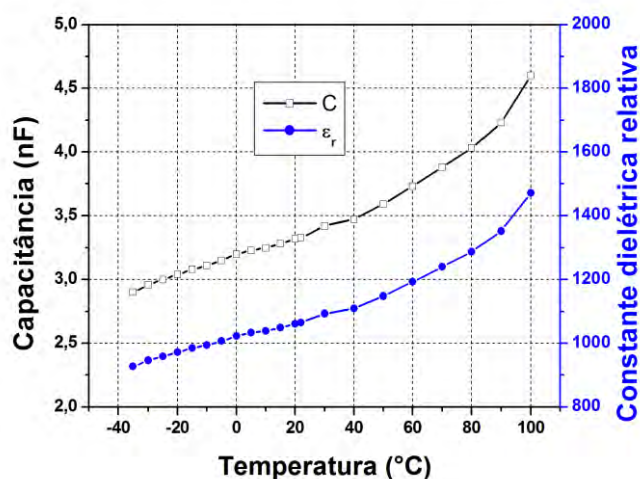


Figura 6.30 - Medida $C \times T$ para o PZT-D tipo 4.

6.4. Medidas de polarização

As medidas de polarização têm como objetivo principal determinar a linearidade do material dielétrico traçando a curva de polarização $P \times E$. Se o dielétrico for linear a curva $P \times E$ é uma reta, caso contrário, se a polarização do material satura a partir de P_s ele é considerado não-linear ou polar. Por outro lado, se apresentar uma curva de histerese semelhante aos materiais ferromagnéticos é chamado de ferroelétrico, apresentando polarização remanente P_r (com $E=0$) e campo elétrico coercitivo E_c para despolarização do dielétrico (isto é, quando $P=0$). No caso de materiais ferroelétricos, as perdas causadas pela mudança de direção dos dipolos em operação AC é dada pela área do laço $P \times E$. Portanto, esta medida é essencial para caracterizar o material quanto à sua linearidade e as perdas por histerese no caso de dielétricos cerâmicos por se tratar de materiais ferroelétricos.

6.4.1. Capacitor cerâmico comercial

As medidas de polarização do dielétrico são feitas de acordo com a Figura 5.8 da subseção 5.2.4, onde DST é o dispositivo sob testes. O primeiro dispositivo testado foi o capacitor 4 da Tabela III de 1 nF/ 2 kV (Murata - classe B), cuja a imagem obtida na tela do osciloscópio digital (Tektronix – DPO2014) no modo XY está mostrada na Figura 6.31. Observe nas extremidades da curva $P \times E$ o efeito de saturação da polarização devido à não-linearidade do dielétrico testado e as perdas associadas dada pela área do laço. Contudo, note neste caso que as perdas não são elevadas devido à pequena área do laço, onde as magnitudes de P_r e E_c são desprezíveis, pois normalmente dielétricos cerâmicos encontram-se perto ou na sua fase paraelétrica, conforme já comentado durante os testes de $C \times V$ e $C \times T$. Em princípio, a área do laço $P \times E$ depende da temperatura, decrescendo até atingir T_c , quando a fase paraelétrica da estrutura do material é alcançada [5].

Com base na Figura 5.8, a polarização P do dielétrico e o campo elétrico E podem ser calculados como [55]:

$$P = 1000 \times \frac{C_L V_y}{A} \quad (6.2)$$

$$E = 1000 \times \frac{V_x}{d} \quad (6.3)$$

onde V_x e V_y são as tensões medidas respectivamente nos canais CH1 e CH2 do osciloscópio, A é área do dielétrico do capacitor sob teste, d sua espessura, C_L a capacitância do capacitor linear = $0,5 \mu\text{F}$ (ver Figura 5.8 novamente) e 1000 o fator de atenuação das pontas de provas de AT usadas nas medidas X e Y . Usando os dados da Tabela III para o capacitor testado de 1 nF ($d = 0,68 \text{ mm}$ e $\Phi = 5,6 \text{ mm}$) e as medidas de V_x e V_y Figura 6.31, calculam-se $P_s \approx 81 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ para $E_{\text{Max}} \approx 22 \text{ kV}/\text{cm}$ respectivamente a partir das Equações 6.2 e 6.3.

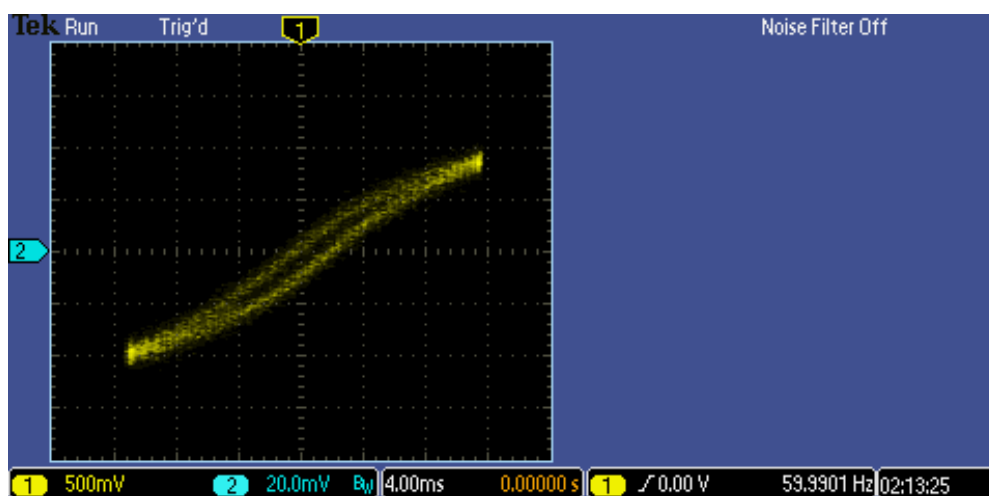


Figura 6.31 – Medida $P \times E$ para o capacitor de $1 \text{ nF} / 2 \text{ kV}$ mostrada no modo XY na tela do osciloscópio.

Para efeito de comparação com um capacitor sem *datasheet*, está mostrado na Figura 6.32 a curva de polarização para o capacitor 1 da Tabela III de maior capacitância ($10 \text{ nF} / 2 \text{ kV}$), onde se pode notar apenas a parte linear da curva $P \times E$. A explicação para isto é que neste caso, como foi visto na caracterização de $C \times V$, 250 V de tensão para o capacitor de $10 \text{ nF} / 2 \text{ kV}$ não

é suficiente para causar grande variação de ϵ (ver Figura 6.5). Entretanto, note que componentes de maior capacitância apresentam maior efeito de polarização. Por ex. na Figura 6.32, para apenas uma tensão aplicada de apenas 250 V (isto é, $V_x = 250$ mV) tem-se que $E = 2,5$ kV/cm, um valor de quase 1/10 do campo aplicado no caso anterior. Porém, a correspondente polarização P já é da ordem de $22 \mu\text{C}/\text{cm}^2$. Uma última observação importante para o capacitor de 10 nF é que ele apresenta bem menos perdas do que o capacitor de 1 nF, tendo em vista a visível menor largura do laço $P \times E$ da Figura 6.32 quando comparado com a da Figura 6.31. Isto está de acordo com os valores mais baixo para a tangente de perdas obtidos em frequência para o capacitor de mais alta capacitância de 10 nF, como demonstrado na caracterização de $C \times f$.

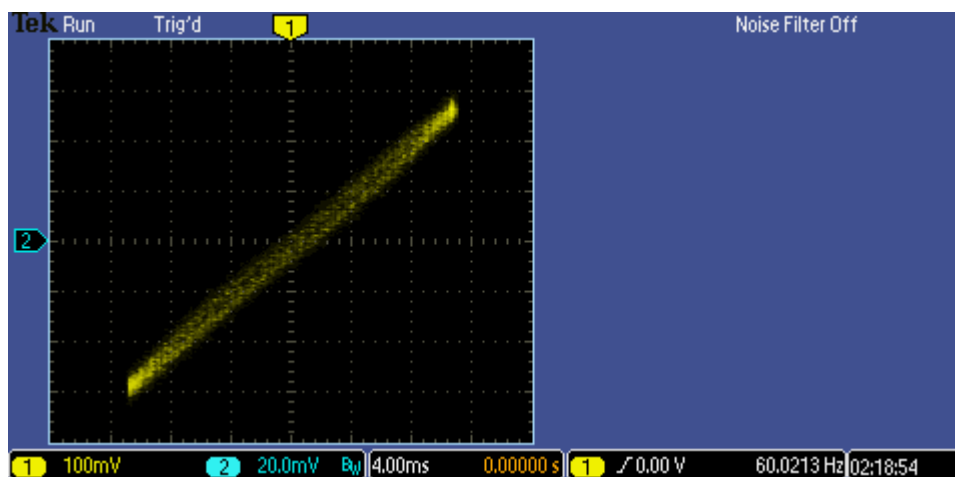


Figura 6.32 – Medida $P \times E$ para o capacitor de 10 nF/ 2 kV mostrada no modo XY na tela do osciloscópio.

6.4.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

Na seção anterior, foi visto que para os capacitores cerâmicos a curva $P \times E$ mostrada pode exibir ou não o efeito não-linear dependendo do campo aplicado e das propriedades do dielétrico. Além disto, a largura da curva $P \times E$ define as perdas do dielétrico e em certa medida indica também o grau de linearidade do dielétrico. No caso de capacitores cerâmicos, como estes

dispositivos estão praticamente na fase paraelétrica na temperatura ambiente (T_A) a largura de sua curva $P \times E$ é desprezível como mostrado anteriormente. No entanto, para o PZT polarizado tipo 4 (Tabela IV), considerando que neste caso $T_c \gg T_A$, o material encontra-se na fase ferroelétrica, como mostra o laço $P \times E$ de grande área na Figura 6.33. Neste caso, P_r e E_c não são desprezíveis e o característico laço de histerese apresenta-se deformado devido provavelmente à influência da resistência grande dos contatos. Também, note que este resultado mostra o laço característico invertido, onde o campo E_c é exibido ao longo de Y (CH2) e P ao longo de X (CH1).

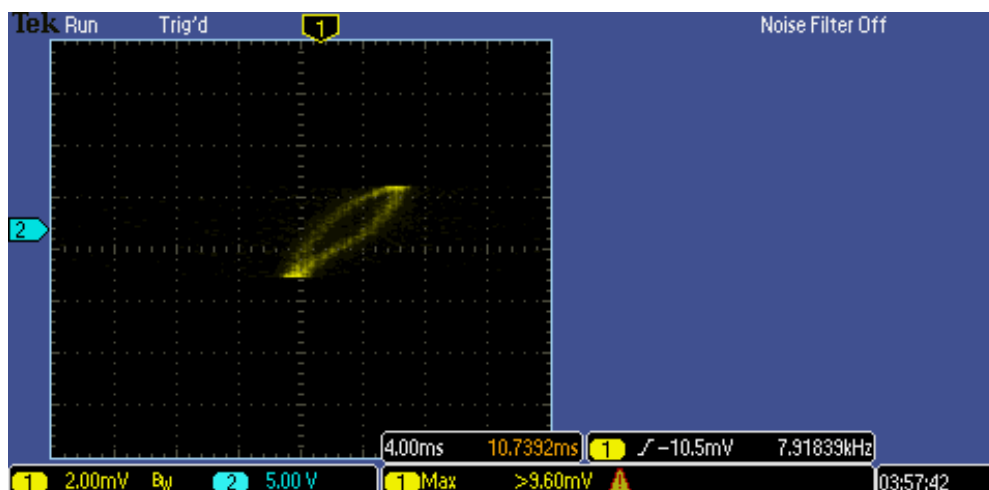


Figura 6.33 – Medida $P \times E$ para o PZT-P-01 polarizado (tipo 4) mostrado no modo XY na tela do osciloscópio.

Por outro lado, para o PZT-D-03 despolarizado (Tabela IV) observe na Figura 6.34 que as perdas reduzem com a diminuição da largura do laço $P \times E$, como já era esperado, pois o efeito de histerese desaparece uma vez que a cerâmica não apresenta polarização remanente por causa da despolarização e o material fica mais linear, embora a temperatura da amostra esteja na temperatura ambiente (onde $T_A \ll T_c$). Note que o laço $P \times E$ está invertido como no caso anterior e o resultado também está de acordo com a medição $C \times V$ realizada para o PZT despolarizado (ver por ex. Figura 6.9 para efeito de comparação). Por ex., de acordo com a Figura 6.34, foi aplicada uma tensão máxima da

ordem de 1,5 kV (isto é, $E = 7,5 \text{ kV/cm}$) o que produz uma variação inferior a 10% na Figura 6.9 ou quase nula no caso da Figura 6.10). Já para o caso dos valores de polarização máxima (P_{SM}) atingidos, verifica-se que no caso com polarização P_{SM} é inferior devido ao aumento das perdas. Isto pode ser comprovado através da Figura 6.33, onde para caso polarizado $P_{SM} \approx 0,14 \mu\text{C/cm}^2$, e da Figura 6.34, onde para o caso despolarizado $P_{SM} \approx 1 \mu\text{C/cm}^2$.

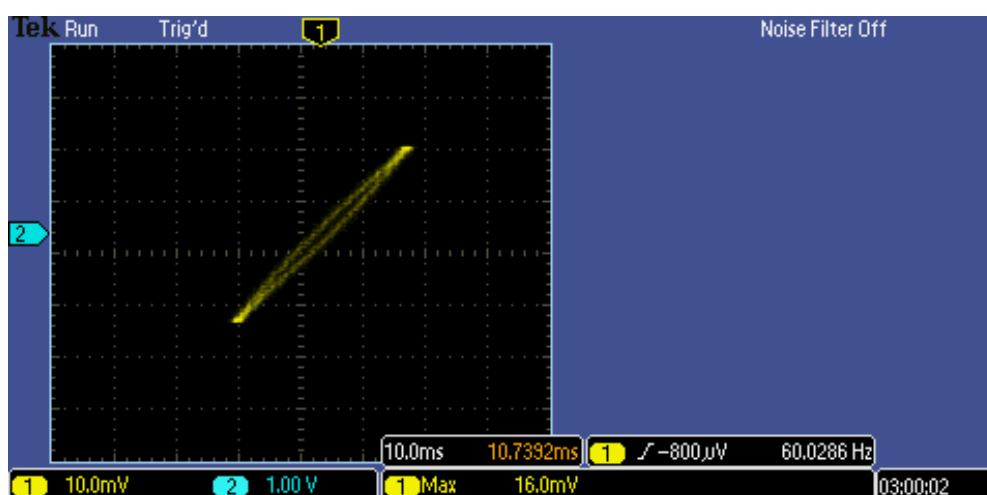


Figura 6.34 – Medida $P \times E$ para o PZT-D-03 despolarizado (tipo 4) mostrado no modo XY na tela do osciloscópio.

Ainda, quando se considera a linearidade do PZT, um melhor resultado pode ser conseguido para aplicações lineares com a amostra PZT despolarizada do tipo 8 (Tabela IV), pois este material foi fabricado para se ter uma resposta superior ao tipo 4 em termos de perdas através da adição de dopantes. A Figura 6.35 mostra a medida para o caso do PZT-D tipo 8 despolarizado (Tabela IV) com laço $P \times E$ característico exibido no sentido correto, comprovando que as perdas são desprezíveis. Em função disto, pode ser verificado uma melhor linearidade do material do tipo 8, mesmo levando em conta que a tensão máxima aplicada não passa de 1 kV, bem como um maior valor de P_{SM} obtido na faixa de $4 \mu\text{C/cm}^2$ para um campo elétrico correspondente menos intenso (da ordem de $E = 5 \text{ kV/cm}$), comparado ao caso do PZT despolarizado tipo 4.

Por último, de acordo com as figuras mostradas, melhores resultados poderiam ser obtidos para laços centrando-se os canais 1 e 2 no centro da tela e eliminando-se a ponta de prova de AT em CH1 para um melhor ajuste de ambas escalas (horizontal e vertical) na tela do osciloscópio.

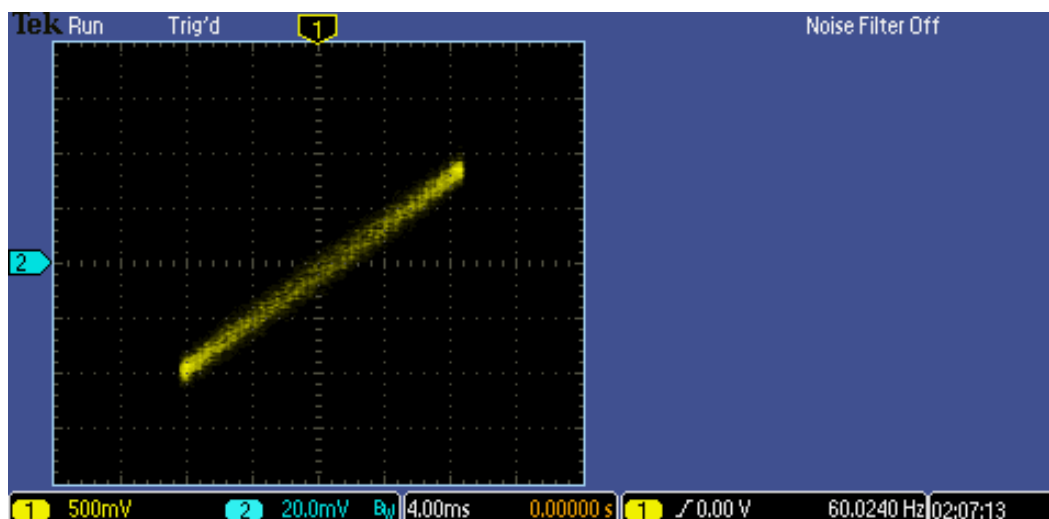


Figura 6.35 – Medida P x E para o PZT-D tipo 8 despolarizado mostrada no modo XY na tela do osciloscópio.

6.5. Identificação dos elementos químicos do material

Os elementos químicos que constituem material dielétrico de cada componente testado (capacitor ou PZT) foram determinados pela análise de EDX. A Figura 6.36 mostra o espectro de EDX para o capacitor 1 (com capacitância de 10 nF), como designado na Tabela III sem *datasheet* e que apresenta grande variação da capacitância em função da tensão e temperatura. A análise química por EDX mostra que este capacitor é composto de óxidos à base de titanatos de bário e estrôncio, evidenciados pelas presenças dos elementos químicos Ti, Ba, Sr e O (conforme mostrado na Tabela VI). Nesta cerâmica, o Sr é usado para deslocar a temperatura de Curie do material para abaixo da temperatura ambiente, de forma, a manter o dielétrico na fase paraelétrica. As cerâmicas dielétricas dos capacitores podem apresentar outros dopantes além deste como; titanato de cálcio, titanato de magnésio, zirconato de cálcio, etc. para

modelar o comportamento C x T. No caso da Figura 6.36, observa-se também a presença do cálcio (Ca), que forma o titanato de cálcio para que o dielétrico apresente um coeficiente de temperatura negativo, isto é C diminui com o incremento de T. Geralmente, os dielétricos de óxidos cristalinos possuem uma estrutura predominantemente iônica, que promove a diminuição de C com o aumento de T. Isto ocorre devido ao aumento da agitação das moléculas e dipolos na fase paraelétrica com o aumento da temperatura. Porém a introdução de cálcio faz que esta variação seja mais abrupta, conforme observado para a medição C x T para o capacitor de 10 nF (ver Figura 6.27 na subseção 6.3.1).

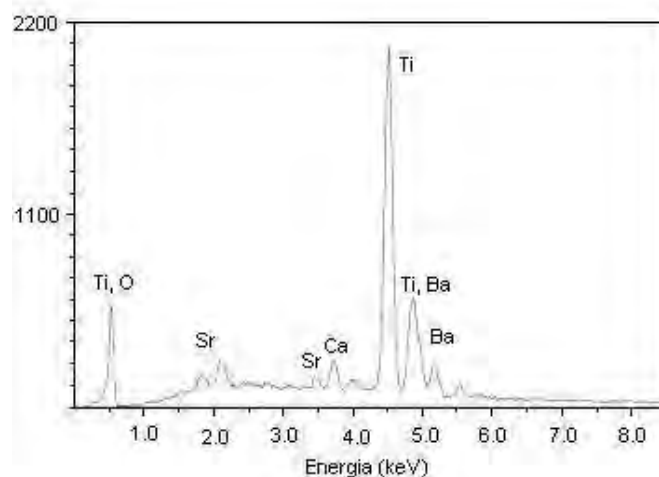


Figura 6.36 – Espectro de EDX para o capacitor de 10 nF.

Tabela VI – Análise química do capacitor cerâmico de 10 nF, obtida por EDX.

Elementos químicos	Quantidade de elementos químicos (% em peso)	Erro (% em peso)
O-k	5,20	+/-0,29
Ca-k	2,86	+/-0,08
Ba-L	51,32	+/-1,37
Ti-k	28,64	+/-0,68
Sr-L	11,98	+/-0,33
Total	100	

Os capacitores das classes B e SL fabricados pela Murata apresentam estabilidade de C com a temperatura. Na Figura 6.37 é mostrado o espectro de EDX do capacitor de 100 pF com *datasheet* (capacitor 6 da Tabela III), onde se pode notar a presença de Mg além do Ca, Ti e O. A Tabela VII apresenta as quantidades relativas destes elementos químicos, obtida a partir do espectro de EDX. Como o titanato de magnésio apresenta coeficiente de temperatura positivo, a combinação dos dois titanatos (de cálcio e de magnésio) modela o comportamento de estabilidade de C x T, dependendo das quantidades relativas dos dois compostos. Isto também ajuda a explicar a certa estabilidade de C x T dos capacitores de 470 pF e de 1 nF da classe B. Neste caso, a principal diferença reside no fato que T_c esta deslocado para cerca de 20 °C, enquanto que no capacitor de 100 pF (classe SL) T_c é menor de -40 °C. Além disto, a estabilidade de C x T é melhor em 100 pF, devido às quantidades relativas de Ca e Mg adequadas para o equilíbrio entre ambos os coeficientes de temperatura.

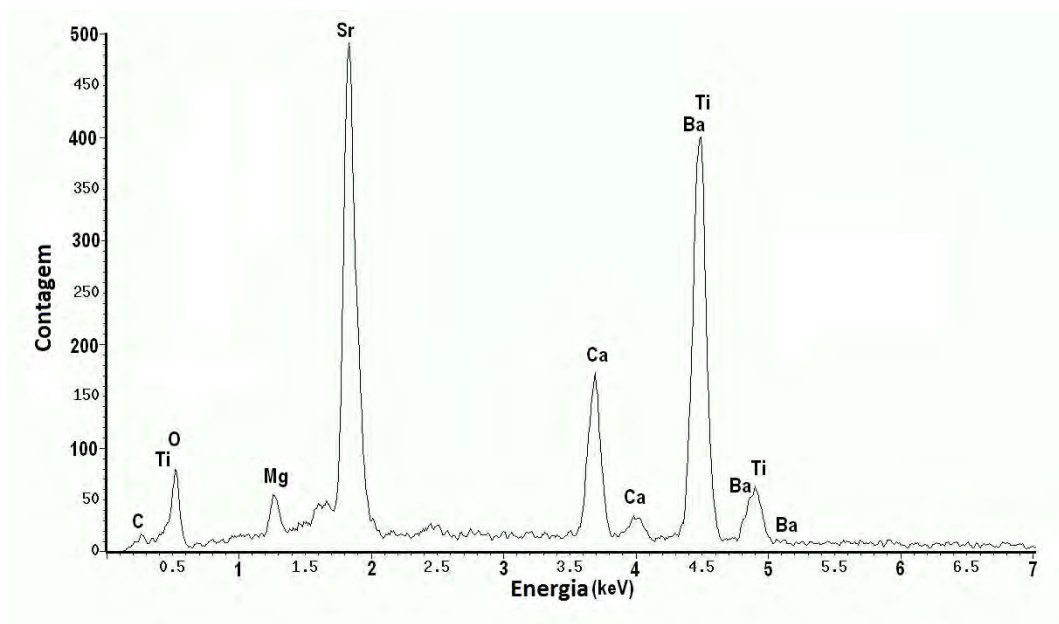


Figura 6.37 – Espectro de EDX para o capacitor de 100 pF.

Tabela VII – Análise química do capacitor cerâmico de 100 pF, obtida por EDX.

Elementos químicos	Quantidade de elementos químicos (% em peso)	Erro (% em peso)
Ba	2,05	+/-0,88
Ti	22,18	+/-0,60
Sr	38,74	+/-0,90
Ca	7,51	+/-0,34
Mg	2,65	+/-0,44
O	26,87	-
Total	100	

A análise de EDX indica que o capacitor cerâmico comercial de 10 nF possui quantidade relativamente alta de titanato de bário, como já esperado, bem como de titanatos de cálcio e de estrôncio em menores proporções. O capacitor comercial de 100 pF, por sua vez, possui quantidade menor de titanato de bário e maior de titanato de estrôncio. Ainda, dependendo da estabilidade de $C \times T$, o espectro EDX do dielétrico apresenta picos de Ca e Mg que correspondem aos titanatos de cálcio e magnésio em menor proporção que promovem o deslocamento de T_c [56].

A cerâmica PZT tipo 4 da Tabela IV, apresenta o espectro de EDX que mostra os picos de titânio (Ti), zircônia (Zr) e chumbo (Pb) que correspondem ao titanato e zirconato de chumbo, como ilustram a Figura 6.38 e a Tabela VIII. O espectro não mostra agentes dopantes para efeito de deslocamento de T_c , como no caso dos dielétricos dos capacitores a base de titanato de bário. Por último, o elemento carbono encontrado em todos os espectros EDX (tanto nos capacitores como no PZT) deve estar relacionado à contaminação da amostra durante a preparação da mesma (processo de abrasão) para a realização da medida.

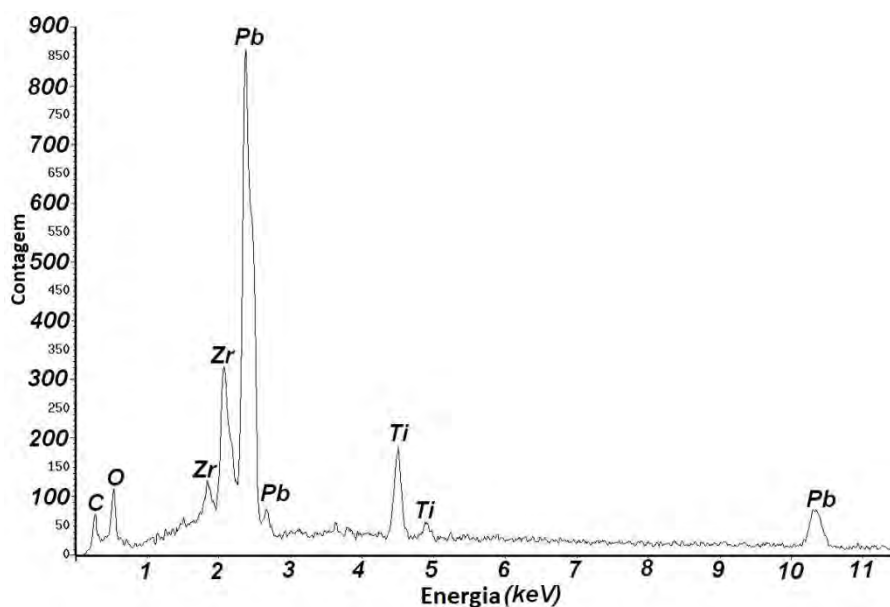


Figura 6.38 – Espectro de EDX para o PZT-D tipo 4.

Tabela VIII – Análise química do PZT-D tipo 4, obtida por EDX.

Elementos químicos	Quantidade de elementos químicos (% em peso)	Erro (% em peso)
Ti	5,67	+/-0,25
Pb	62,99	+/-1,70
Zr	11,24	+/-0,87
O	20,10	+/-1,25
Total	100	

6.6. Medição da rigidez dielétrica

Atualmente, a medição de rigidez dielétrica de isolantes cerâmicos sólidos vem sendo o foco de muitas pesquisas para aplicação de potência pulsada de AT em sistemas aeroespaciais. No caso de armazenamento de energia em princípio, uma maior rigidez dielétrica é desejada para se confinar mais carga ou mais energia no material dielétrico. A rigidez dielétrica é definida como a intensidade de campo elétrico suficiente para se iniciar o processo de ruptura do dielétrico (*breakdown*- BD). Portanto, quando ocorre o BD o material se

rompe e o dielétrico é danificado. A falha do dielétrico devido ao BD é um fenômeno sujeito à muitas variáveis de considerações práticas. Por exemplo, algumas das condições que afetam diretamente no processo de ruptura são dados a seguir: homogeneidade e porosidade do material, geometria dos eletrodos, modo da tensão aplicada (AC, DC ou pulsado) e das condições do meio em que a amostra está imersa (óleo ou ar). Além da geometria do eletrodo, o metal utilizado na interface eletrodo-dielétrico pode influenciar diretamente a rigidez dielétrica do material conforme estudo descrito em [57]. Além disto, a ruptura por efeito térmico é outro fator bastante relevante quando se considera que o material dielétrico pode estar submetido a variações extremas de temperatura (como em satélites e veículos espaciais). A ruptura de dielétricos cerâmicos, devido ao BD, é de suma importância para aplicações de potência pulsada, onde se devem avaliar os níveis de isolamento e quantidade de energia armazenada no dielétrico [9][58]. Nas próximas subseções, serão mostrados os testes para se determinar a tensão de rigidez dielétrica dos materiais em estudo neste trabalho (capacitores cerâmicos comerciais e PZTs), bem como a análise estatística WB, realizada a partir de um lote de amostras para um determinado componente, a fim de determinar o valor médio de BD do dielétrico cerâmico.

6.6.1. Capacitor cerâmico comercial

Primeiramente para verificar a operação do circuito de BD (ver Figuras 5.8 e 5.9 na seção 5.2.6) em vazio (sem carga ou amostra) a Figura 6.39 mostra os pulsos de saída nos eletrodos de um dos primeiros testes com tensão de carga no primário da bobina de ignição da ordem de 100 V, onde se pode ver que a tensão diferencial de pico a pico (Vpp) entre os eletrodos atingiu aproximadamente 10 kV.

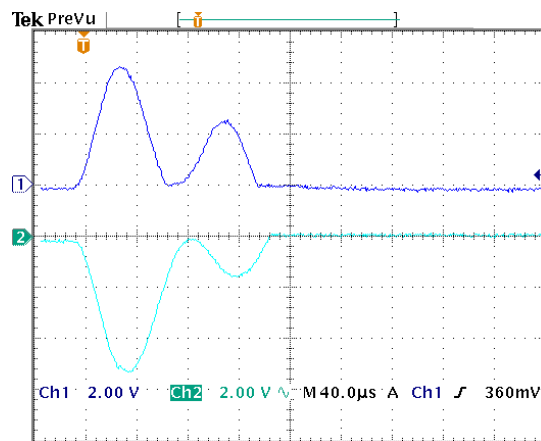


Figura 6.39 – Pulsos de saída do circuito de BD sem carga. Escala vertical.: 2 kV/div e escala horizontal.: 40 μ s/div.

Com relação aos testes de BD, foram obtidos resultados com os capacitores de 1 nF e 470 pF (capacitores 4 e 5 da Tabela III). Os resultados são apresentados respectivamente nas Figuras 6.40 (a) e (b). Observa-se que a tensão de ruptura é obtida a partir do ponto em que ambas as tensões senoidais são interrompidas, com decaimento instantâneo até zero, caracterizando a descarga de BD. Como se trata de uma tensão diferencial aplicada entre os eletrodos, basta somar as duas tensões de pico de interrupção e dividir pela espessura do dielétrico para se obter a rigidez dielétrica da cerâmica em condições pulsadas. Portanto, das Figuras. 6.40 (a) e (b) e utilizando as espessuras dos dielétricos dadas na Tabela III, obtém-se para o capacitor de 470 pF uma rigidez dielétrica da ordem de 8,8 kV/mm e para o capacitor de 1 nF uma rigidez de aproximadamente 10,2 kV/mm. De acordo com a Tabela III, a tensão mínima de ruptura DC fornecida pelo fabricante para o capacitor de 470 pF é de 3 kV, o que dá uma rigidez dielétrica mínima DC da ordem de 2,54 kV/mm para uma espessura do dielétrico de 1,18 mm. Para o capacitor de 1 nF a tensão mínima de ruptura DC é de 2 kV, fornecendo uma rigidez DC mínima de aproximadamente 3 kV/mm em uma espessura de 0,68 mm. Por enquanto, estes valores indicam que para capacitores com dielétricos à base de BaTiO_3 em condições pulsadas, a rigidez dielétrica pode ser elevada por um fator da ordem de 3 vezes maior em

relação às especificações DC mínimas garantidas pelo fabricante. Outra característica importante, que se pode verificar a partir dos resultados, é que a rigidez dielétrica é maior para dielétricos de espessura menor. A razão para isto é que a ruptura dielétrica em cerâmicas está fortemente ligada à imperfeições do material como a porosidade, pois os poros geralmente são preenchidos com ar, os quais possuem uma menor rigidez dielétrica. A ruptura dos materiais inicia-se com descargas parciais dentro dos poros e, portanto, dielétricos menos espessos suportam maiores campos elétricos devido à menor probabilidade de se encontrar imperfeições ou um número excessivo de poros. A porosidade em materiais a base de BaTiO₃ depende fortemente das condições do processo de sinterização do material [59]. Na Figura 6.41 é mostrada a estrutura de poros em um capacitor cerâmico comercial usado neste trabalho.

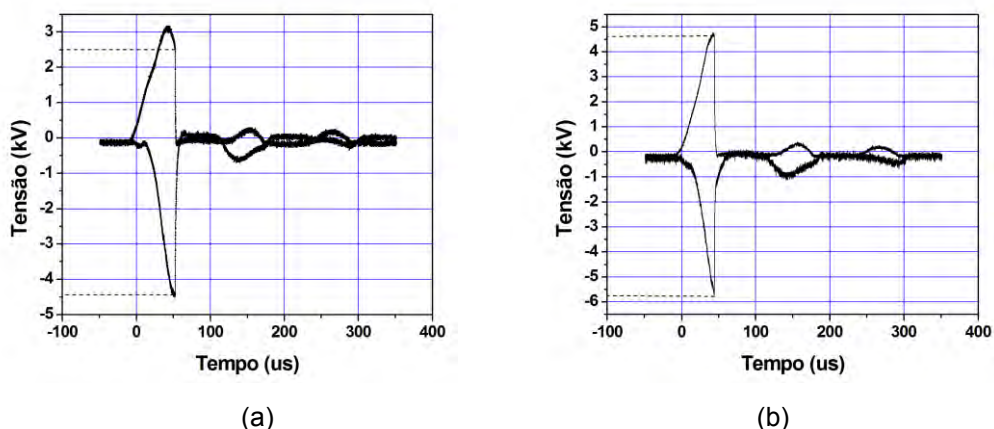


Figura 6.40 - Tensão de BD para os capacitores de: (a) 1 nF e (b) 470 pF.



Figura 6.41 – Imagem obtida por MEV de um capacitor cerâmico comercial.

6.6.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

A medição da rigidez dielétrica para a cerâmica PZT usa o mesmo procedimento feito para o capacitor cerâmico comercial. Por exemplo, para a cerâmica PZT-D-01, com espessura de 2 mm, o valor de V_{pp} medida foi de 9,5 kV (ver Figura 6.42(a)) e desta forma, a rigidez dielétrica calculada foi de 4,75 kV/mm. Por outro lado, para uma segunda amostra despolarizada (cerâmica PZT-D-02 com espessura de 2 mm) o valor de V_{pp} medido foi de 9 kV, conforme mostrado na Figura 6.42 (b), sendo que o valor da rigidez dielétrica calculada é de 4,5 kV/mm. Observando estes valores, que são praticamente duas vezes menores do que aqueles obtidos para os capacitores à base de titanato de bário e considerando que o valor da rigidez dielétrica DC para o PZT seja da ordem de 3 kV/mm, tem-se um incremento de apenas 1,5 no valor da rigidez dielétrica em condições pulsadas em relação ao valor DC.

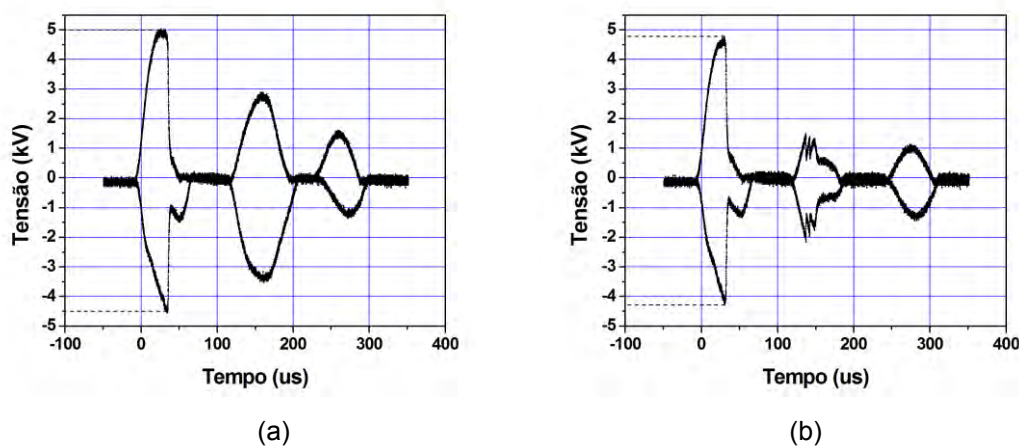


Figura 6.42 - Tensão de BD para os PZTs: (a) D-01 e (b) D-02.

Como no caso dos capacitores, a ruptura dielétrica do PZT é principalmente causada por descargas internas no espaço preenchido com ar (poros) e ou em outros tipos de defeitos na estrutura do material. Na Figura 6.43 é mostrada a estrutura de poros em um PZT-D tipo 4 utilizada neste trabalho. Em estudos realizado por Li *et al* [60], confirma-se que a ruptura dielétrica do PZT está

entre 4 e 6 kV/mm, que compreende a faixa de valores obtida em nossos testes para o PZT.

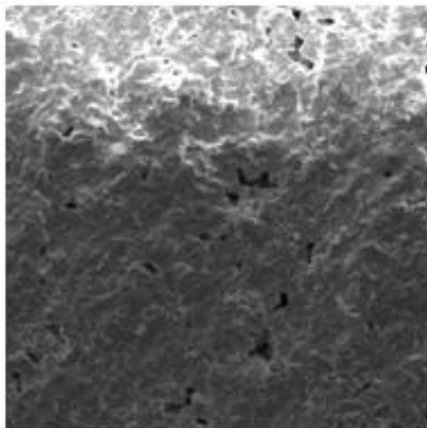


Figura 6.43 – Imagem obtida por MEV da estrutura de um PZT-D tipo 4.

6.7. Identificação dos canais de ruptura

Através de uma análise preliminar, utilizando um estereoscópio, é possível identificar o caminho da corrente elétrica na cerâmica (*flashover*). Utilizando-se uma câmera CCD acoplada ao estereoscópio foram obtidas as imagens com aumento de 50 x. Para uma melhor resolução a imagem foi obtida por MEV com ampliação de 500x.

6.7.1. Capacitor cerâmico comercial

Os capacitores cerâmicos à base de BST (bário, estrôncio e titânio) possuem coloração bege que facilita na identificação do caminho de ruptura. Por exemplo, para o capacitor 4 da Tabela III, o caminho de ruptura é facilmente identificado a olho nu por um ponto preto nas bordas do dielétrico do capacitor. Utilizando o estereoscópio, obtém-se a imagem do caminho de ruptura com resolução de 50 x conforme mostrado na Figura 6.44 (a), onde é possível observar que as paredes do canal são formadas por material fundido (vítreo). A imagem correspondente do caminho de ruptura obtida por MEV (com aumento de 500 x) apresenta uma melhor resolução, conforme mostra a Figura 6.44 (b), onde pode ser observado que a superfície do caminho de ruptura é lisa,

confirmando a fusão do material nesta região, a linha amarela delimita claramente o caminho de ruptura. Observe que na fase inicial de ruptura do dielétrico o campo elétrico suficientemente elevado arranca os elétrons da banda de valência, ocasionando a condução elétrica no interior das camadas do material. Após alguns instantes de condução, tem-se a ruptura do dielétrico [54], formando o canal de *flashover* como já mostrado na Figura 6.44 (b).

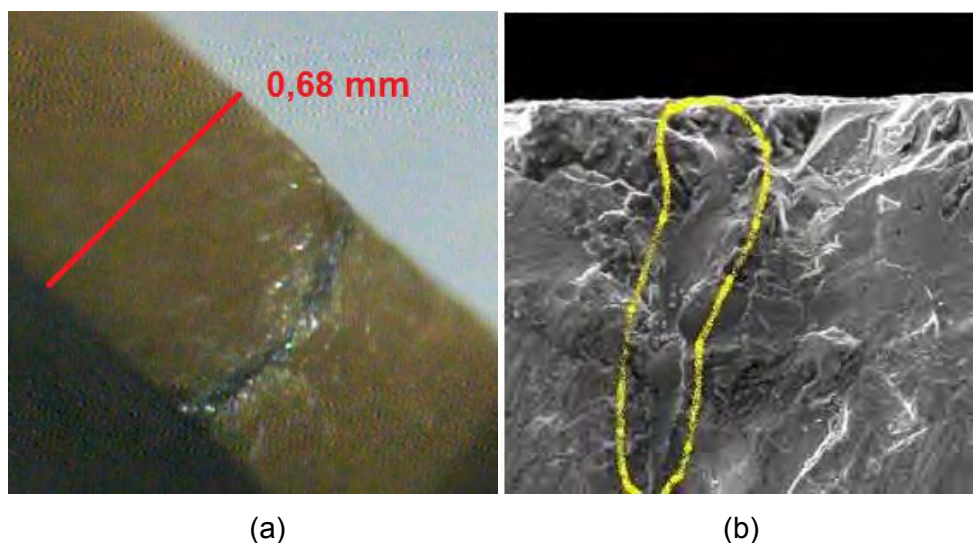


Figura 6.44 - Caminho de ruptura para o capacitor 4 de 1 nF / 2 kV imagens obtidas por: (a) estereoscopia ótica com aumento de 50 x e (b) MEV com aumento de 500 x.

6.7.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

Para a cerâmica PZT, a identificação do caminho de ruptura, utilizando um estereoscópio, fica limitada pelo fato do material ter uma coloração escura, o que dificulta a identificação do caminho de ruptura com uma resolução de 50 x. Utilizando imagens obtidas por MEV com aumento de 500 x é possível identificar o canal de ruptura, como mostrado na Figura 6.45. Nesta Figura 6.45, observa-se claramente o canal de *flashover* (vista de topo), de onde se pode identificar a estrutura fundida associada á superfície do canal criado pelo BD.

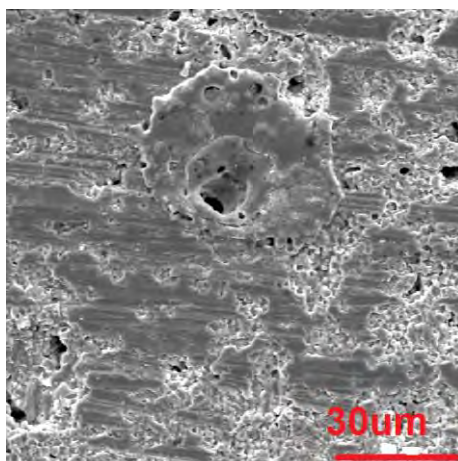


Figura 6.45 - Imagem obtida por MEV do caminho de ruptura no PZT após BD com aumento de 500x.

6.8. Probabilidade de falha utilizando a distribuição Weibull com dois parâmetros

Nesta seção é apresentada a análise estatística de probabilidade de falha no dielétrico, utilizando a função densidade de probabilidade simplificada com dois parâmetros (β e η), para determinar a rigidez dielétrica média e o seu desvio padrão para um lote de amostras do PZT e de capacitores cerâmicos comerciais em condições pulsadas. A necessidade de se usar WB reside no fato que há certa variação estatística em torno do valor de tensão de BD, dentro de um lote de amostras testadas. Desta maneira, utilizando a função WB que mais se aproxima desta variação é possível calcular um valor médio com uma faixa de variação positiva e negativa (+/-) em torno do mesmo (desvio padrão). Outro aspecto importante é que o valor médio de BD também varia muito e depende da espessura do PZT e do dielétrico do capacitor. Portanto, a partir destas considerações serão apenas mostrados a análise estatística para um lote de 10 amostras para o PZT-D tipo 4 e no caso dos capacitores cerâmicos, apenas para 470 pF e 100 pF, uma vez que o circuito testador de BD somente opera com baixas capacitâncias, conforme já relatado no procedimento experimental. A idéia principal consiste em demonstrar que a

rigidez dos dielétricos PZT e BST ficam respectivamente na faixa de 4-6 kV/mm e 10-30 kV/mm, dependendo da espessura do dielétrico.

6.8.1. Capacitor cerâmico comercial

Através de um conjunto de dados, é possível calcular a probabilidade de falha do componente, usando a função densidade de probabilidade Weibull simplificada de dois parâmetros (η e β), como já descrito na seção 5.3. Por ex., na Tabela IX estão mostradas 10 medidas da tensão BD (V_{pp}) para o capacitor de 470 pF em ordem crescente (coluna D), com espessura de dielétrico $h=1,18$ mm (coluna C), para o cálculo da ordem mediana f_i de cada medida de acordo com a Equação 5.10 (coluna G). A ordem crescente i de cada medida (coluna A) corresponde a uma determinada amostra n testada (coluna B). A correspondente rigidez dielétrica é calculada na coluna E, dividindo-se coluna D por C, isto é V_{pp}/h . As coordenadas x (coluna F) e y (coluna H) da função WB linearizada são obtidas respectivamente através das Equações 5.6 e 5.7, a partir das respectivas colunas E e G. Através da ferramenta de linearização do programa Origin, é traçada uma reta que melhor se ajusta ao conjunto de pontos definidos pelas coordenadas x e y da Tabela IX, conforme mostra a Figura 6.46. No mesmo gráfico é fornecida a equação que define a reta traçada. Conhecendo-se o coeficiente linear B , é possível determinar o parâmetro β , desde que $B = \beta$. Finalmente, através dos parâmetros da reta A e B , pode se calcular η_C por meio da Equação 5.11. Neste caso, o parâmetro β obtido é aproximadamente igual a 13,08 para uma rigidez dielétrica característica da ordem de 9,04 kV/mm. A rigidez média calculada pela Equação 5.12 foi da ordem de 8,69 kV/mm para um desvio padrão de $\pm 0,81$ kV/mm, calculado pela Equação 5.13.

Tabela IX – Dados usados para o traçado da distribuição de WB (capacitor de 470 pF).

A	B	C	D	E	F	G	H
Ordem i	Amostra n	h (mm)	V (kV)	RD (kV/mm)	x	fi	y
1	9	1,18	8,48	7,1864	1,9722	0,0673	-2,6638
2	5	1,18	9,44	8,0000	2,0794	0,1635	-1,7233
3	4	1,18	10	8,4746	2,1371	0,2596	-1,2020
4	10	1,18	10,2	8,6441	2,1569	0,3558	-0,8217
5	8	1,18	10,5	8,8983	2,1859	0,4519	-0,5086
6	2	1,18	10,6	8,9831	2,1953	0,5481	-0,2304
7	6	1,18	10,6	8,9831	2,1953	0,6442	0,0329
8	1	1,18	10,8	9,1525	2,2140	0,7404	0,2990
9	3	1,18	10,9	9,2373	2,2232	0,8365	0,5940
10	7	1,18	11,3	9,5763	2,2593	0,9327	0,9927

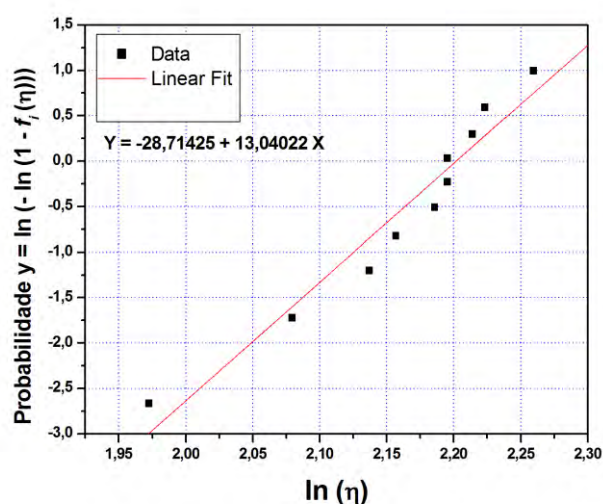


Figura 6.46 - Gráfico da distribuição Weibull para o capacitor de 470 pF.

Para o capacitor cerâmico comercial de 100 pF também foram realizadas 10 medidas de BD, os dados estão ordenados de forma crescente na tabela X. Os outros parâmetros estão ordenados da mesma forma adotada para o capacitor de 470 pF. Novamente utilizando as coordenadas x e y (agora da Tabela X) mais a ferramenta de linearização do programa Origin é traçada a reta que melhor se ajusta ao conjunto de pontos conforme mostra a Figura 6.47. Para este capacitor, o parâmetro β obtido é da ordem de 6,34, para uma rigidez dielétrica característica da ordem de 21,1 kV/mm. A rigidez dielétrica média

calculada foi da ordem de 19,64 kV/mm para um desvio padrão de $\pm 3,61$ kV/mm.

Tabela X – Dados usados para o traçado da distribuição WB (capacitor de 100 pF).

A	B	C	D	E	F	G	H
Ordem i	Amostra n	h (mm)	V (kV)	RD (kV/mm)	x	fi	y
1	6	0,61	9,36	15,3443	2,7307	0,0673	-2,6638
2	4	0,61	9,84	16,1311	2,7808	0,1635	-1,7233
3	9	0,61	10,2	16,7213	2,8167	0,2596	-1,2020
4	3	0,61	10,6	17,3770	2,8552	0,3558	-0,8217
5	2	0,61	11,1	18,1967	2,9012	0,4519	-0,5086
6	1	0,61	13,3	21,8033	3,0821	0,5481	-0,2304
7	10	0,61	13,8	22,6230	3,1190	0,6442	0,0329
8	7	0,61	13,8	22,6230	3,1190	0,7404	0,2990
9	5	0,61	13,9	22,7869	3,1262	0,8365	0,5940
10	8	0,61	14,1	23,1148	3,1405	0,9327	0,9927

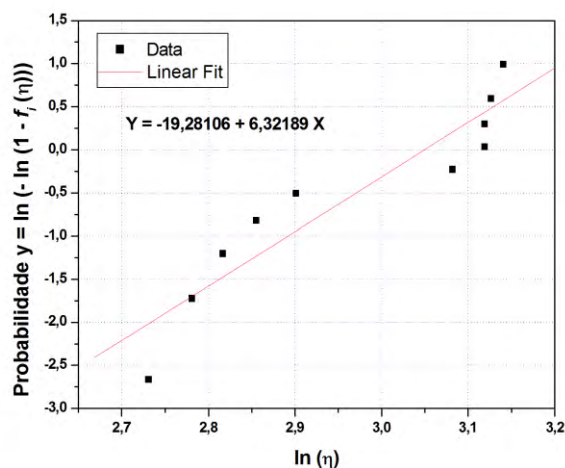


Figura 6.47 - Gráfico da distribuição Weibull para o capacitor de 100 pF.

6.8.2. Titanato Zirconato de Chumbo (PZT)

Da mesma forma adotada para o capacitor cerâmico comercial, utilizou-se para a cerâmica PZT a função densidade de probabilidade Weibull simplificada de dois parâmetros (η e β), com a finalidade de determinar a probabilidade de falha e com isto calcular a rigidez dielétrica média e o desvio padrão. As medidas de BD foram realizadas para um lote de amostras do PZT-D tipo 4. Os

resultados foram ordenados na Tabela XI de forma crescente com a medida da tensão de BD dada na coluna E. Os outros parâmetros foram ordenados da mesma forma usada nas Tabelas IX e X e a reta que melhor se ajusta ao conjunto de pontos dado por x e y é apresentado pela Figura 6.48.

Tabela XI - Dados usados para o traçado da distribuição WB (PZT-D tipo 4).

A	B	C	D	E	F	G	H
Ordem i	Amostra	h (mm)	V (kV)	RD (kV/mm)	x	fi	y
1	1	2	7,5	3,7500	1,3218	0,0673	-2,6638
2	2	2	8,12	4,0600	1,4012	0,1635	-1,7233
3	9	2	8,3	4,1500	1,4231	0,2596	-1,2020
4	8	2	8,5	4,2500	1,4469	0,3558	-0,8217
5	5	2	8,6	4,3000	1,4586	0,4519	-0,5086
6	10	2	9,1	4,5500	1,5151	0,5481	-0,2304
7	3	2	9,12	4,5600	1,5173	0,6442	0,0329
8	6	2	9,2	4,6000	1,5261	0,7404	0,2990
9	7	2	9,3	4,6500	1,5369	0,8365	0,5940
10	4	2	9,51	4,7550	1,5592	0,9327	0,9927

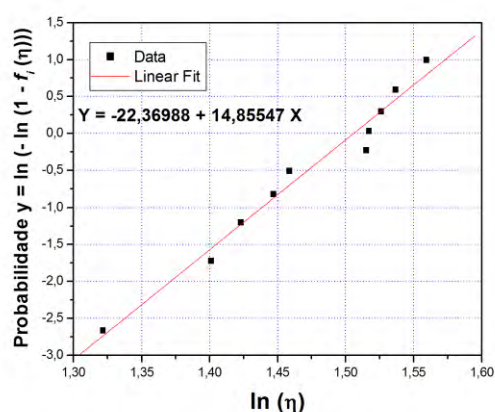


Figura 6.48 - Gráfico da distribuição Weibull para o PZT-D tipo 4.

Da mesma forma anterior, a análise gráfica fornece um valor do parâmetro β da ordem de 14,90, obtendo-se uma rigidez dielétrica característica da ordem de 4,51 kV/mm. Neste caso, a rigidez dielétrica média calculada é da ordem de 4,35 kV/mm com desvio padrão de $\pm 0,36$ kV/mm.

6.9. Discussão dos resultados

Os resultados obtidos mostraram que sob condições estáticas há um decréscimo da constante dielétrica de capacitores cerâmicos com o incremento da tensão ($C \times V$), bem como do PZT. Os resultados obtidos através dos testes indicaram que a cerâmica PZT despolarizada possui um comportamento mais linear, quando comparado com capacitores cerâmicos comerciais a base de titanatos apresentando uma variação da constante dielétrica de apenas 17 % em função da tensão aplicada. Em comparação, para os capacitores cerâmicos ϵ chega a apresentar, de acordo com os testes, uma variação maior do que 50 %. Estes resultados são de suma importância no projeto de circuitos que utilizam principalmente capacitores cerâmicos em filtros ou em sistemas de armazenamento, onde não se espera que haja variação da capacitância com a tensão aplicada. Já para outras aplicações, estas propriedades não-lineares podem ser usadas na geração de RF, as quais podem utilizar capacitores à base de cerâmicas BST em frequências abaixo de 100-200 MHz ou placas cerâmicas PZTs acima desta faixa.

Na Figura 6.49 (a) é apresentado o fator de perdas para os capacitores usados na caracterização $C \times f$ e na Figura 6.49 (b) para as amostras de PZTs, com objetivo de facilitar as comparações com relação às perdas no dielétrico. Considerando a caracterização $C \times f$, os dielétricos de capacitores cerâmicos comerciais testados, a base do composto BST, apresentou baixo fator de dissipação (em torno de 0,01 em 100 kHz, chegando a atingir 0,05 próximo de 10 MHz), conforme Figura 6.49 (a). Acima de 10 MHz, tem-se o efeito da frequência de ressonância devido a indutância dos terminais do capacitor, que ressoa com a capacitância do dielétrico, elevando consideravelmente o fator de perdas do material ($\tan \delta$) acima de 1. De fato, a frequência de ressonância do dispositivo é o fator que limita sua frequência de operação, cujo valor depende da capacitância nominal C e da indutância parasita L dos terminais de contato do dispositivo, levando a uma baixa frequência de ressonância ($\omega=1/\sqrt{LC}$), em especial se C é de alto valor. Entretanto, o dielétrico cerâmico do capacitor da

Murata, classe SL, de 100 pF/3 kV obteve o melhor desempenho, onde o fator de perdas ($\tan\delta$) decai de 0,01 em 100 kHz para um valor extremamente baixo ($\approx 0,001$) e se estabiliza em torno deste valor até próximo de 10 MHz (ver Figura 6.47), por possuir agentes dopantes como cálcio e magnésio para melhorar as propriedades elétricas do dielétrico. Além disto, por causa de sua baixa capacitância, atinge uma frequência de ressonância de quase 30 MHz.

Por outro lado, ambos os PZTs (tipo 8 e 4) mostraram ser eficientes somente até alguns MHz conforme gráfico da Figura 6.49 (b), isto é devido à grande influência dos efeitos indutivos dos terminais do porta amostra, tendo f_0 próximo de 3 MHz, com estabilidade da capacitância associada a um pequeno fator de perdas, abaixo de 0,01 para ambos os PZTs até 3 MHz. Acima de 3 MHz, perto da frequência de ressonância para o PZT tipo 4 ao redor 4 ou 5 MHz, as perdas tendem a atingir valores bem mais altos (fator de 10 comparado com 0,14 do PZT-8). Além disto, apesar das perdas saírem de um patamar bem baixo em torno de 0,001 para baixas frequências no caso do PZT-4, este fator aumenta quase que linearmente com a frequência até 2 MHz. Por outro lado, para o PZT-8 até 2 MHz, $\tan\delta$ permanece praticamente constante. Este é um indicativo de que o material PZT-8 é mais eficiente em termos de perdas com campos intensos, o que está de acordo com a literatura [61]. Além disto, os resultados obtidos durante as medidas de polarização dos PZTs também confirmam esta melhor eficiência do material tipo 8 com campos intensos, por causa da menor largura do laço PE obtida.

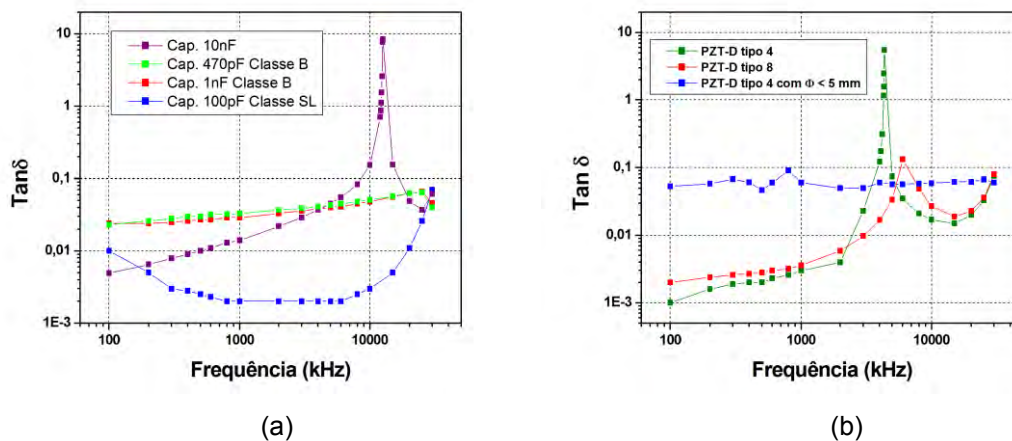


Figura 6.49 – Tangente de perdas em condições AC para; (a) capacitores cerâmicos comerciais e (b) cerâmicas PZTs.

Na Figura 6.50 é apresentada a resistência do dielétrico em condição AC para os capacitores e PZTs utilizados na caracterização $C \times f$. A resistência do dielétrico $R_D(f)$ é calculada usando a Equação 3.20 e os valores medidos de R_{ES} são fornecidos pela ponte RLC. No que diz respeito à $R_D(f)$, quanto maior e mais estável o seu valor, melhor é o dielétrico. Com maior valor de $R_D(f)$, tem-se uma menor drenagem de corrente pelo dielétrico, resultando em menores perdas. Conforme mostrado no gráfico da Figura 6.50, para o pior caso, o capacitor de 10 nF (capacitor 1 da Tabela III) apresenta $R_D(f)$ em torno de 30 k Ω em baixa frequência (100 kHz) e chega próximo de 5 Ω em alta frequência (10 MHz). Por outro, para o melhor caso, o valor de $R_D(f)$ do capacitor de 100 pF apresenta uma resposta superior comparada com a dos outros capacitores e dos PZTs, partindo de 1,25 M Ω em 100 kHz e atingindo aproximadamente 900 Ω em 30 MHz, conforme mostra a Figura 6.50. Ainda na Figura 6.50, o PZT tipo 4 com $\Phi < 5\text{ mm}$ exibiu um bom comportamento de $R_D(f)$ superior a maioria dos outros dielétricos testados, com exceção daquele do capacitor de 100 pF, com seu valor próximo de 700 k Ω na frequência de 100 kHz e 2 k Ω em 30 MHz.

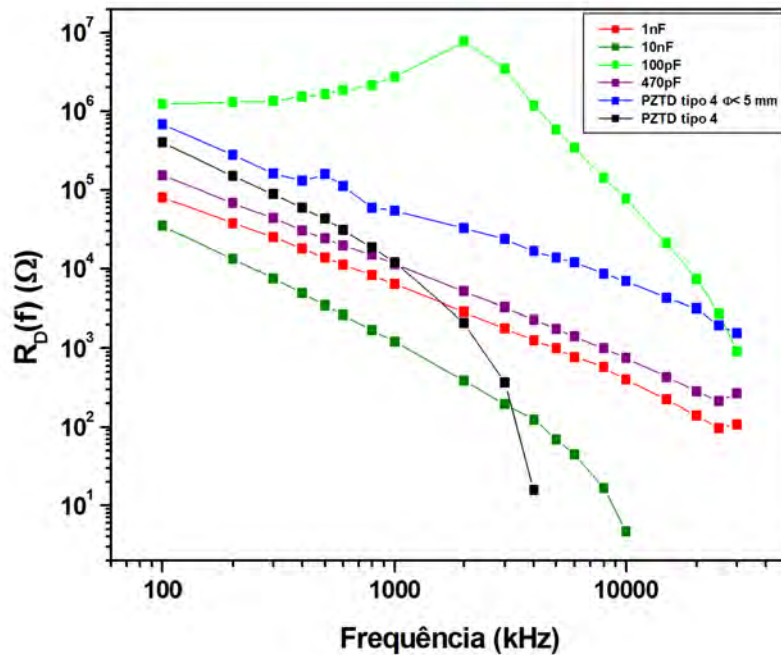


Figura 6.50 – $R_D(f)$ para os capacitores e PZTs usados na caracterização C x f.

Outros resultados importantes obtidos nas medidas P x E foram que dispositivos de maior capacitância possuem menores perdas nos dielétricos devido à maior área de contato e que PZTs polarizados possuem maiores perdas em função do alargamento da curva PE. Entretanto, para que a operação do material não fique limitada pela frequência de ressonância e perdas, a indutância parasita das conexões dos terminais e dos eletrodos dos dispositivos deve ser minimizada e os dielétricos cerâmicos devem ser despolarizados (no caso de PZTs) ou estar na fase paraelétrica em temperatura ambiente (no caso de BST capacitores cerâmicos). Porém, operando com capacitâncias menores na faixa de pF a restrição da frequência de ressonância é minimizada ao custo de maior perdas no dielétrico do componente, como mostrado pelos testes em frequência para uma amostra do PZT despolarizado (tipo 4) com diâmetro inferior a 5 mm e de capacitância nominal na faixa de 40-50 pF. Neste caso, as perdas medidas ficaram na faixa basicamente entre 0,05 e 0,06 até 30 MHz (ver Figura 6.48), não havendo

limitação pela frequência de ressonância, mas pela limitação da frequência de operação da ponte RLC. Em suma, embora não se tenha atingido a faixa de GHz devido à limitação do medidor, estes resultados indicam que PZT pode atingir frequências de até 10 GHz com baixo fator de dissipação em torno de 0,05, conforme já reportado na literatura [49]. Isto abre grandes perspectivas para aplicações de PZTs em linhas de transmissões elétricas de RF, muito usadas em diferentes subsistemas do satélite como antenas, filtros, divisores de potência, acopladores dentre outros meios que se empregam sinais de RF. Para estas aplicações é necessário uma amostra de menor capacitância (faixa de pF) e boa aderência nos contatos elétricos dos eletrodos. Atualmente, isto é feito através de crescimento de filmes finos de PZTs em circuito integrados monolíticos de microondas (MMIC) [62].

Através da análise do espectro de EDX, foram identificados, no caso dos capacitores cerâmicos comerciais, os picos de energia dos elementos químicos Ba, O, Ti e Sr que basicamente formam o composto BST do dielétrico, composto cerâmico BST, onde Sr é o elemento dopante usado para deslocar a temperatura de Curie para próximo da temperatura ambiente, de tal maneira que o material apresente maior constante dielétrica na temperatura ambiente (fase paraelétrica). Além disto, outros elementos dopantes importante foram identificados como o Mg e o Ca, responsáveis pela estabilização da constante dielétrica numa ampla faixa de temperatura (-30 °C -100 °C), em especial para os capacitores comerciais da classe B e SL da Murata. Devido a esta característica, eles apresentam um grande potencial para uso em aplicações aeroespaciais em função dos requerimentos exigidos quanto à temperatura. Por outro lado, para o PZT verifica-se que basicamente C ou ϵ aumentam com o incremento de T , uma vez que o material encontra-se na fase ferroelétrica desde que o PZT-D tipo 4 ou 8 T_c é da ordem de 320 °C, pois nenhum agente dopante é usado para modelar o comportamento de $C \times T$ de acordo com o espectro do EDX. Apesar disto, para uma faixa mais restrita de temperatura entre -30 °C e 70 °C observam-se respectivamente apenas uma variação de

$\pm 10\%$, tomando como base $T_A = 20\text{ }^\circ\text{C}$, o que também seria adequado para uso em aplicações aeroespaciais nos sistemas de armazenamento ou em linhas de transmissão de RF, dependendo dos requisitos da missão. A razão para que o PZT utilizado não apresente nenhum dopante baseia-se no fato de que seu fornecimento tem como aplicação o sensor piezoelétrico, sendo assim não fabricada para se ter a transição de fase na temperatura ambiente de ferroelétrica para paraelétrica. Para caracterizar o material foi solicitado que a maioria das amostras adquiridas passasse por um processo de despolarização na fábrica para estar ausente do efeito piezoelétrico em temperatura ambiente.

Em resumo as cerâmicas de forma geral possuem dependência da capacitância e de ϵ_r com T, o que impacta o desempenho dos dispositivos eletrônicos como capacitores cerâmicos e PZTs. Os resultados do comportamento em função da temperatura (C x T) mostraram que cerâmicas a base de BST possui T_c próxima da temperatura ambiente ($20\text{ }^\circ\text{C}$). Para os limites de temperatura de trabalho especificados pelo fabricante ($80\text{ }^\circ\text{C}$) a variação da capacitância (ou ϵ_r) fica dentro da faixa de $\pm 10\%$. Acima deste limite há uma grande sensibilidade de C ou ϵ_r e com o incremento da temperatura, podendo-se chegar a uma variação de até 90% , tanto para temperatura positivas como negativas, caso dopantes não sejam usados, como na classe F dos capacitores cerâmicos da Murata. Já para o caso do PZT, o incremento da temperatura faz com que haja um aumento da constante dielétrica por causa, da fase ferroelétrica do material, chegando a uma variação de até 30% em $100\text{ }^\circ\text{C}$.

A medida da rigidez dielétrica média em torno do seu desvio padrão em condição pulsada para os capacitores cerâmicos comerciais e para o PZT foi calculada a partir de testes de BD em lote de amostras, usando-se a função distribuição de probabilidade Weibull. Observou-se que quanto menor a espessura do dielétrico, maior é sua rigidez dielétrica. Isto se deve ao fato de que o dielétrico de maior espessura apresenta uma maior quantidade de poros e menor homogeneidade que ajudam no processo de ruptura. Para o PZT a

rigidez dielétrica média (da ordem de 43 kV/cm) foi bem inferior comparada à rigidez do capacitor cerâmico comercial (entre 86 e 196 kV/cm, dependendo da espessura do dielétrico), porém isto não impede que o material seja utilizado em aplicações pulsadas de alta tensão com tensões inferiores a sua rigidez dielétrica média.

7 CONCLUSÃO

Com os resultados obtidos na caracterização elétrica das cerâmicas à base de titanato de bário e PZT pode-se fazer as seguintes considerações quanto às aplicações em linhas de transmissões não-lineares (LTNLS) e sistemas de armazenamento de energia.

Em LTNLS, capacitores cerâmicos comerciais a base de BST mostraram altos valores de rigidez dielétrica (na faixa de 100 a 200 kV/cm) e um comportamento não linear em função da tensão, causado pela saturação do alinhamento dos dipolos elétricos do dielétrico, apresentando fator de não linearidade da ordem de 50 % ou mais. Com estes resultados, o composto BST tem se mostrado favorável na construção de LTNLS até o momento. Entretanto em estudos recentes já realizados com BST, a operação da LTNL ficou limitada à faixa de frequências de 100 -200 MHz devido às perdas no dielétrico, de acordo com Smith [63]. Ainda segundo Smith, o uso de dielétricos não-lineares de mais baixa constante dielétrica do que BSTs poderia em princípio limitar as perdas, o que seria extremamente útil para se atingir frequências em torno de 1 GHz, Desta forma, o PZT apresenta aspectos promissores para construção de LTNLS para geração de sinal de RF em plataformas móveis de defesa e em sistemas de comunicação em satélites, apesar de seu mais baixo fator de não-linearidade em torno de 20 % quando comparado com BSTs. Neste caso, a vantagem é que PZTs possuem mais baixo $\epsilon_r \approx 1000$ do que BSTs (pelo menos 1/5 do valor aproximadamente) associado com baixo fator de perdas (da ordem 0,01 a 0,05 dependendo da faixa de frequência), em especial para o PZT do tipo 8.

Já em sistemas de Armazenamento de Energia, deve-se observar que dielétricos não-lineares afetam o nível de carga, uma vez que a constante dielétrica decresce com a tensão aplicada. Este comportamento foi verificado para a maioria dos compostos BST dos capacitores cerâmicos testados, com exceção do dielétrico do capacitor Murata de 100 pF da classe SL que

apresentou um comportamento bem mais linear devido ao uso de elementos químicos dopantes, como o Ca e Mg. Em contraste com a maioria dos compostos BST testados, o PZT apresentou um comportamento bem mais linear, com um fator de não-linearidade de apenas 5 % para tensões até 3 kV. O que o torna altamente recomendável para uso em aplicações lineares como em banco de capacitores, caso não se opere com tensões muito acima de 3 kV.

8 TRABALHOS FUTUROS

Finalmente, nesta seção são descritas as inúmeras áreas que devem ser pesquisadas num futuro próximo em função dos resultados obtidos neste trabalho. A análise de resultados (mostrada na seção anterior) foi um importante guia para se estabelecer prioridades e direcionar o desenvolvimento de trabalhos a serem realizados. A lista destes trabalhos é dada a seguir:

- Realizar medidas de caracterização elétrica (BD, $C \times V$, $C \times f$) para o PZT e BST em diferentes condições de temperatura.
- Medidas de ruptura dielétrica utilizando uma fonte de tensão com subida de pulso longo em rampa, caracterizando assim a ruptura dos materiais em condição quase-DC.
- Montagem de duas linhas de transmissão não-lineares, uma utilizando-se o PZT e outra o BST para efeito de comparação em aplicações de geração de RF.
- Utilizar componentes qualificados para o ambiente espacial na caracterização elétrica.
- Caracterizar componentes SMD para aplicações em alta tensão e em RF.
- Desenvolver um circuito de BD pulsado para se atingir capacitâncias acima de 1 nF.
- Projetar um circuito elétrico de testes de BD que opere com sequência de pulsos, permitindo assim avaliar a esperada diminuição da tensão de BD do dielétrico à medida que se aumenta a taxa de repetição do pulso.

- Caracterizar capacitores cerâmicos de baixa tensão com qualificação espacial, adotando o mesmo procedimento usado na caracterização de capacitores cerâmicos de alta tensão.
- Adquirir materiais PZTs que empregam La na sua formulação, conhecidos como PLZTs os quais podem ser uma boa alternativa como meio dielétrico em capacitores lineares, visto que apresentam pouca variação da capacitância em função da tensão.
- Caracterização de dielétricos cerâmicos (PZTs e BSTs) após ficarem sujeitos às condições de radiação em ambientes de simulação das condições do meio espacial.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LARSON, W. J.; WERTZ, J. R. **Space mission analysis and design**, 3. ed. New York: Microcosm Press and Kluwer Academic Publishers, 2005, p. 976.
- [2] BARSOUM, M. W. **Fundamentals of ceramics**. England: Institute of Physics Publishing, 2003. p. 465-497. Series in Materials Science and Engineering.
- [3] ROBERTS, S. Dielectric and piezoelectric of Barium Titanate, **Physical Review**, v.71, n. 12, p. 890-895, June 1947.
- [4] MAHER, G. H. A new PLZT dielectric for use in characteristic X7R multilayer ceramic capacitor, **IEEE Trans. Comp.**, v. 6, n. 4, p. 372-376, Dec. 1983.
- [5] WILSON, C.R.; TURNER, M. M.; SMITH, P. W. Pulse sharpening in a uniform LC ladder network containing nonlinear ferroelectric capacitors, **IEEE Trans. Electron Dev.**, v. 38, n. 4, p.767-771, April 1991.
- [6] SMITH, P. W. **Transient electronics: pulsed circuit technology**. West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2002, p. 245-255.
- [7] IBUKA, S.; ABE, K.; MIYAZAWA, T.; ISHII, A.; ISHII, S. Fast high- voltage pulse generator with nonlinear transmission line for high repetition rate operation, **IEEE trans. On Plasma Science**, v. 25, n. 2, p.266-271, April 1997.
- [8] JOSHI, S. N. Microwave tubes for scientific applications- Indian context. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVE, 2008, Jaipur. **Proceedings...**Jaipur: IEEE, 2008. p. 29.
- [9] MOULSON, A. J.; HERBERT, J. M. **Electroceramics material properties and applications**, 3. ed. England: John Wiley & Sons, 2003, p. 251-260.
- [10] EUROPEAN SPACE AGENCY (ESA). **Gravity mission GOCE**. Noordwijk, Netherlands: ESA Publications Division, 2006, 20P. (BR-209).
- [11] SOUZA, P. N. **O ambiente espacial**, Introdução em tecnologia de satélites, curso de engenharia e gerenciamento de sistemas espaciais, disponível em: <http://www.inpe.br/twiki/pub/Main/IntroducaoTecnologiaSatelites/160_Satelites_P2.1.1_v5.1_2011.pdf>. Acesso em 16 out. 2011
- [12] ECSS. **Space engineering: space environment**. Noordwijk/Netherlands: ESA Requirements and standards division, 2008, p.198, ECSS-E-ST-10-04C.

- [13] CALLISTER JR., W.D. **Materials science and engineering an introduction**, 7. ed. USA: John Wiley & Sons, 2007, p.700-715.
- [14] CHO CHEW, W., AU KONG, J. E. Effects of fringing fields on the capacitance of circular microstrip disk. **IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques**, v. MIT-28, n. 2, p.98-104. February 1980.
- [15] SHEN, L. C., LONG, S. A., ALLERDING, M. R., WALTON, M. D. Resonator frequency of a circular disc, printed circuit antenna. **IEEE Trans. Antennas Propagation**, v. AP-25, p. 595-596. July 1977.
- [16] WOLFF, I., KNOPPIK, N. Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators. **IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques**, v. MTT-22, n. 10, p. 857-864. October 1974.
- [17] ROLIM, J. G. **Materiais Elétricos**, Grupo de sistemas de potência, universidade federal de Santa Catarina, campus trindade, Abril 2002, p. 71-96, disponível em: <www.labspot.ufsc.br/~jackie/cap4_new.pdf>. Acesso em: 17 nov. 2011.
- [18] CASTRO, P. A. **Studies of electric breakdown under pulsed conditions**. 71p. thesis-Msc. (In Electrical Engineering- Electrical & Computer Eng. Dept.) – University of New Mexico (UNM), NM, May 2010.
- [19] BASSI, W.; SILVA, H.A.P.; BURANI, G.F.; GRIMONI, J.A.B. Medição de condutividade e do fator de dissipação dielétrica (Tan Delta) em óleos isolantes utilizando método portátil de onda quadrada- comparações com método convencional. IN: ERIAC- ENCONTRO REGIONAL IBEROAMERICANO DE CIGRÉ, 13., 2009. Puerto Iguazú, Argentina. **Anales...** Porto Igazú: CIGRÉ:2009.
- [20] QUADTECH. **Equivalent series resistance (ESR) of capacitor**. Application note. USA, QuadTech Incorporated, July 2003, p. 4, disponível em: <www.quadtech.com> . Acesso em: 20 mar. 2012.
- [21] SCHMIDT, W. **Materiais elétricos: isolantes e magnéticos**, 2. ed. v. 2, Brasil: Edgard Blucher LTDA, 2002, p.30-37.
- [22] PAUL, C. R. **Introduction to electromagnetic compatibility**, 2. ed. USA: John Wiley & Sons, 2006, p. 325-335.
- [23] SELS, T.; DRAGU, C.; VAN CRAENENBROECK, T.; BELMANS, R. New energy storage devices for an improved load managing on distribution level. In: PORTO POWER TECH, Sept. 2001, Porto, Portugal. **Proceedings...** Porto, Portugal: IEEE, 2001. p. 6.

- [24] PAN, M. -J.; RANDALL, C.A. A brief introduction to ceramic capacitors, **Electrical Insulation Magazine**, v. 26, p. 44-50, 2010.
- [25] PADAM, R. A.; PIKA JHA, ASHOK, K. G., SYNTHESIS, Synthesis, characterization and dielectric properties of nanometersized barium strontium titanates prepared by the polymeric citrate precursor method. **Journal of Materials Chemistry**, v. 13, 2003, p. 415-423.
- [26] RICHERSON, D. W. **The magic of ceramics**. Westerville, USA: The American Ceramic Society, 2000, pp.122-148.
- [27] BURKS, D.; HOFMAIER, R.; KNUDTSEN, S.; SHIRN, G. A ceramic capacitor for AC applications. In: ELECTRONIC COMPONENTS CONFERENCE, May 1989, Houston, TX, USA. **Proceedings...TX, USA: IEEE**, 1989, p. 194-201.
- [28] JOHNSON, K. M. Variation of dielectric constant with voltage in ferroelectrics and its application to parametric devices. **Journal of Applied Physics**, v. 33, n. 9, p. 2826-2831, September 1962.
- [29] FORONDA, H.; AKSEL, E.; JONES, J.L. Phase purity and site selection with Lanthanum doping in Sodium Bismuth Titanate ($\text{Na}_{0.5}\text{Bi}_{0.5}\text{TiO}_3$)- piezoelectric ceramic. **Journal of Undergraduate Research**, v. 12, n. 1 p.1-4, 2010.
- [30] ROUQUETTE, J.; HAINES, J.; BORNAND, V.; PINTARD, M.; PAPET, PH., BOUSQUETE, C.; KONCZEWICZ, L.; GORELLI, F. A.; HULL, S. Pressure tuning of the morphotropic phase boundary in piezoelectric lead zirconate titanate. **Physical Review B**, v. 70, n. 1, p.1-4, July 2004.
- [31] TAKAHIRO, Y.; MASAKO, K.; NORIKAZU, S. Influence of poling conditions on the piezoelectric properties of PZT ceramics. **Journal of Materials Science: Materials in Electronics**, v. 11, n.5, p.425-428, 2000.
- [32] VENET, M. Z.; PEREIRA, A. H. P. **Materiais e dispositivos piezoelétricos: fundamentos e desenvolvimento**. São Carlos: ATCP do Brasil, 2004. p. 18. Disponível em: http://www.atcp.com.br/imagens/produtos/ceramicas/artigos/Apostila1_curso-piezo-ATCP.pdf >. Acesso em: 29 jul. 2011.
- [33] MURATA. **Safety standard certified ceramic capacitors/ high voltage ceramic capacitors**, 3. ed., Japan: EU RoHS compliant, 2011. p.81. Cat. No.C85E-3.
- [34] STRYDOM, J. T.; VAN WYK, J. D.; FERREIRA, J. A. Capacitor measurements for power electronic applications, In: INDUSTRY APPLICATIONS

- CONFERENCE, n.34, 1999, Phoenix, Arizona. **Proceedings...**USA: IEEE, 1999. p. 2435-2440.
- [35] ROSSI, J. O.; SIQUEIRA, R. H. M. Study of capacitance variation of commercial ceramic capacitors. In: INTERNATIONAL POWER MODULATORS AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE, May 2010, Atlanta, USA. **Proceedings...** USA: IEEE, 2010 to be published.
- [36] ROSSI, J. O.; SIQUEIRA, R. H. M.; SILVA NETO, L. P. Estudo da dependência da capacitância de capacitores cerâmicos comerciais com a tensão e temperatura. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA E CIÊNCIA DOS MATERIAIS, n.19, Novembro 2010, Campos do Jordão, Brasil. **Anais do CBECiMat...**Brasil: Metallum, 2010. p. 1082-1089.
- [37] MOSLEY, L. E.; SCHRADER, J. S. Hysteresis measurements of multi-layer ceramic capacitors using a Sawyer-Tower circuit. In: CAPACITOR AND RESISTOR TECHNOLOGY SYMPOSIUM, n. 27, 2007, Albuquerque, New Mexico. **Proceedings...** [S.l]: 2007. p.309-319. Disponível em: <http://ecadigitallibrary.com/pdf/CARTSUSA07/5_3309.pdf>. Acesso em: 19 dez. 2011
- [38] BURFOOT, J. C.; TAYLOR, G. W. **Polar dielectric and their applications**. Los Angeles: University of California Press, 1979. p. 465.
- [39] ROSSI, J. O.; CASTRO, P.; ROYBAL, M.; SCHAMILOGLU, E.; SAWHILL, S.; SAVRUN, E. HV energy store in organic composite dielectrics for compact pulsed power. In: INTERNATIONAL POWER MODULATORS AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE, May 2008, Las Vegas, USA. **Proceedings...**USA: IEEE,2008. p.548-551.
- [40] O'CONNOR, P. D. T. **Practical reliability engineering**. 1. ed. England: John Wiley & Sons, 1983. p.398.
- [41] CASTRO, P.; BUCHENAUER, C. J.; GAUDET, J.; SCHAMILOGLU, E. Studies of dielectric breakdown under pulsed power conditions. In: PULSED POWER CONFERENCE, n. 15, June 2005, Monterey, California, USA. **Proceedings...**USA: IEEE, 2005. p. 978-981.
- [42] KECECIOGLU, D. B. **Reliability engineering handbook**. USA: Printice hall , New Jersey, 1991. p. 547.

- [43] SPIEGEL, M.R. **Manual de fórmulas e tabelas matemáticas**: coleção Schaum. Brasil: McGraw-Hill, SP, 1973. Tab.20, pg.235.
- [44] CROWNE, F. **Modeling and simulation of nonlinear transmission lines**. USA: Army Research Laboratory, Janeiro 2010. p. 40. ARL-TR-5062.
- [45] HOLT, S.; DICKENS, J.; WALTER, J. CALICO, S. Design of explosive-driven ferroelectric pulse generators with outputs exceeding 200 kV. In: INTERNATIONAL PULSE POWER CONFERENCE, n. 15, June 2005, Monterey, California, USA. **Proceedings...USA**: IEEE, 2005. p. 449-452.
- [46] REBEQUE, P. V. S. **Síntese e caracterização elétrica de compósitos poliméricos condutores com o poliuretano derivado de óleo de mamona como matriz**. p.90. Dissertação (Mestrado departamento de Física e Química) - Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.
- [47] REBEQUE, P. V. S.; SILVA, M. J.; NAGASHIMA, H. N.; KANDA, D. H. F. Dependência das propriedades elétricas do compósito poliuretano derivado de óleo de mamona/negro de fumo (PUR/NF) com o método de síntese. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA E CIÊNCIA DOS MATERIAIS, n.19, Novembro 2010, Campos do Jordão, Brasil. **Anais do CBECiMat...Brasil**: Metallum, 2010. p. 4405-4412.
- [48] NANDA, M.; CHAUDHARY, R. N. P.; TRIPATHY, D. K. Dielectric Relaxation of conductive carbon black reinforced chlorosulfonated polyethylene vulcanizates. **Polymer Composites**, v. 10, n. 1002, p. 152-162, 2010.
- [49] LAZIM, N. F. M.; AWANG, Z.; MAJID, Z. A.; YUSOF, A.; DOLLAH, A. Improved characterization and modeling of PZT thin film capacitors. In: APPLIED ELECTROMAGNETICS, 4., Dec. 2007, Melaka, Malaysia. **Proceedings...USA**:IEEE, 2007. p.1-5.
- [50] DA-WEI WU; QIFA ZHOU; XUECANG GENG; CHANG-GENG LIU; DJUTH, F.; SHUNG, K.K. Very high frequency (beyond 100 MHz) PZT kerfless linear arrays. **IEEE Trans. On Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, v.25, n.10, p.2304-2310. October 2009.
- [51] NADZAR, H.; SULAIMAN, S.; SALLEH, M. K. M.; AWANG,Z. Loss behavior of microwave Transmission Line structures on PZT thin Films. In: STUDENT CONFERENCE ON RESEARCH AND DEVELOPMENT, Dec. 2010, Putrajaya, Malaysia. **Proceedings...USA**: IEEE, 2010. p.21-24.
- [52] NADZAR, H.; SULAIMAN, S.; AHMAD, R.; SALLEH, M.K.M.; AWANG, Z. Parametric study of the loss characteristics of PZT- based MMIC transmission lines.

In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AS A TOOL, April 2011, Lisboa, Portugal. **Proceedings...** USA: IEEE, 2011. p.1- 4.

- [53] WILSON, C.R. **Design and development of fast pulsed power systems using transmission line transformers.** 173p. Thesis –Doc. (In Electrical Engineering) – University of St. Andrews, Fife, Scotland, 1991.
- [54] ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; SILVA JUNIOR, A. R. Study of HV dielectric ceramics for applications in compact pulsed power. In: INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, n.18, June 2011 Chicago, Illinois, USA. **Proceedings...**USA: IEEE, 2011 to be published.
- [55] GUARANY, C. A.; **Estudo de transições de fases estruturais nos sistemas PZT e PMN-PT por espectroscopia no infravermelho e espectroscopia de impedância.** 2009, 150p. Tese (Ciência e Tecnologia dos Materiais) – UNESP, Bauru, 2009.
- [56] KEIMASI, M.; AZARIAN, M. H.; PECHT, M. G. Flex cracking of multilayer ceramic capacitors assembled with Pb-free and Tin-Lead solders, **IEEE Trans. on Dev. and Materials Reliability**, v.8, n.1, p.182-192. March 2008.
- [57] LEVI, R. D.; SAMANTARAY, M. M.; TROLIER-MCKINSTRY, S.; RANDALL, C. A. Influence of substrate microstructure on the high field dielectric properties of BaTiO₃ films. **Journal of Applied Physics**, 25 Nov. 2008. v. 104, Article 104117, p. 1-8.
- [58] SHADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo.** 3. ed., Brasil: Bookman, 2004. p. 167-171.
- [59] BYOUNGCHUL SHIN, HO-GI KIM. Dielectric breakdown and partial discharge in BaTiO₃ ceramics. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONDUCTION AND BREAKDOWN IN SOLID DIELECTRIC, n.3, July 1989, Thondheim, Norway. **Proceedings...** Norway: IEEE, 1989. p. 474-477.
- [60] LI, C. –Z.; ZHANG, H. –Y.; CHANG, Y. –C.; ZHANG, W. –P.; LIU, Y. Dielectric breakdown of PZT ferroelectric ceramics. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON PROPERTIES AND APPLICATIONS OF DIELECTRIC MATERIALS, n.2, Sep. 1988, Beijing, China. **Proceedings...**China: IEEE, 1988. p. 198-201.
- [61] BERLINCOURT, D.; KRUEGER, H.H.A. **Technical publication TP-226 properties of piezoelectricity ceramics.** Morgan electro ceramics, p. 12. Disponível em: <www.morgan-electroceramics.com> acessado em: 16 Fev. 2012.
- [62] LAZIM, N.F.M.; AWANG, Z.; HERMAN, S.H.; NOR, U.M.; OSMAN, M.N.; YUSOF, A.; DOLLAH, A.; YAHYA, M.R.; MAT, A.F.A. Fabrication and characterization of PZT thin film capacitors for MMIC applications. In: RF AND

MICROWAVE CONFERENCE, 4., Sept. 2006, Putrajaya, Malaysia.
Proceedings... USA: IEEE, 2006. p.177-181.

- [63] SMITH, P. W. Pulsed , high power, RF generation from nonlinear dielectric ladder networks – performance limits. In: PULSED POWER CONFERENCE, June 2011, Chicago, Illinois, USA. **Proceedings...** USA: IEEE. To be published.

ANEXO A - TRABALHOS E APRESENTAÇÕES EM EVENTOS CIENTÍFICOS



19º Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais – CBECiMat - 2010:

ROSSI, J. O.; SIQUEIRA, R. H. M.; SILVA NETO, L. P. Estudo da dependência da capacitância de capacitores cerâmicos comerciais com a tensão e temperatura. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA E CIÊNCIA DOS MATERIAIS, n.19, novembro 2010, Campos do Jordão, Brasil. **Anais do CBECiMat...**Brasil: Metallum, 2010. p. 1082-1089.



2º Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais – WETE – 2011:

SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O. Caracterização de Dielétricos para Sistemas de Armazenamento de Alta Energia e de Geração de RF em Aplicações Aeroespaciais. In: WORKSHOP EM ENGENHARIA E TECNOLOGIA ESPACIAIS, n. 2, maio 2011, São José dos Campos, SP, Brasil. **Anais do WETE...** Brasil:INPE, 2011 a ser publicado.



55º Congresso Brasileiro de Cerâmica – CBC – 2011:

SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; SILVA JUNIOR, A. R. Estudo das Propriedades Elétricas das Cerâmicas do Tipo Titanato Zirconato de Chumbo. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE CERÂMICA, n. 55, maio 2011, Porto de Galinhas, PE, Brasil. **Anais do CBC...** Brasil: Metallum, 2011. p. 1922-1933.



18° IEEE International Pulsed Power Conference - 2011:

ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; SILVA JUNIOR, A. R. Study of HV Dielectric Ceramics for Applications in Compact Pulsed Power. In: International Pulsed Power Conference, n. 18, June 2011 Chicago, Illinois, USA. **Proceedings...** USA: IEEE, 2011. To be published



11° Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP – 2011:

SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; SILVA JUNIOR, A. R. Characterization of Dielectric for Systems of High Energy Storage and Generation of RF Aerospace Applications. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, n. 11, setembro 2011, Natal, RN, Brasil. **Anais do COBEP...** Brasil: UFRN, 2011.



13° Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa – SIME – 2011:

SILVA NETO, L. P.; SILVA JUNIOR, A. R.; ROSSI, J.O. Aplicação de Titanato Zirconato de Chumbo no desenvolvimento de capacitores cerâmicos para potência pulsada em alta tensão. In: Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIME), n. 13, setembro 2011, DCTA São José dos Campos, SP, Brasil. **Anais do SIME...** Brasil: ITA, 2011.



8º International Latin-American Conference on Power Technology – PTECH – 2011:

SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O., SILVA JUNIOR, A. R. Applications of PZT dielectric ceramics in high-energy storage systems. In: International Latin-American Conference on Powder Technology, n. 8, novembro 2011, Florianopolis, SC, Brasil. **Anais do PTECH...** Brasil: Metallum, 2011. To be published



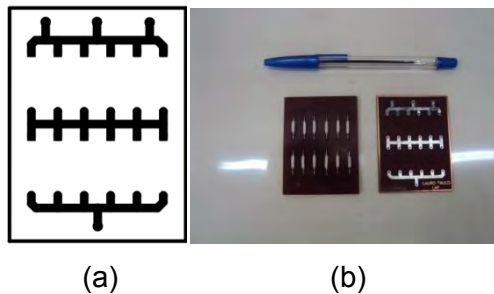
Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE Xplore - 2011:

SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; SILVA JUNIOR, A. R. Characterization of Dielectric for Systems of High Energy Storage and Generation of RF Aerospace Applications. In: Brazilian Power Electronics Conference, n. 11, setembro 2011, Natal, RN, Brasil. **Proceedings...** Brasil: IEEE, November 2011. p. 347-351.

ANEXO B - LAYOUT DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO E FOTOS DA MONTAGEM



Projeto da fonte de alta tensão para medida de breakdown (a) layout desenhado no tango PCB (b) foto da placa de circuito impresso.



Projeto dos diodos retificadores de alta tensão para medida de breakdown (a) layout desenhado no tango PCB (B) foto da placa de circuito impresso.