



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

sid.inpe.br/mtc-m21d/2023/03.29.17.14-TDI

**CARACTERIZAÇÃO DA CERÂMICA**  
 **$Ba_{(1-x)}Sr_{(x)}(Zr_{0,2}Ti_{0,8})O_3$  PARA UTILIZAÇÃO EM**  
**GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES AEROESPACIAIS**

Gustavo Nicolau de Lima

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. José Osvaldo Rossi, e Lauro Paulo da Silva Neto, aprovada em 28 de fevereiro de 2023.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34T/48QEK6P>>

INPE  
São José dos Campos  
2023

**PUBLICADO POR:**

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE  
Coordenação de Ensino, Pesquisa e Extensão (COEPE)  
Divisão de Biblioteca (DIBIB)  
CEP 12.227-010  
São José dos Campos - SP - Brasil  
Tel.:(012) 3208-6923/7348  
E-mail: pubtc@inpe.br

**CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELLECTUAL DO INPE - CEPPII (PORTARIA Nº 176/2018/SEI-INPE):**

**Presidente:**

Dra. Marley Cavalcante de Lima Moscati - Coordenação-Geral de Ciências da Terra (CGCT)

**Membros:**

Dra. Ieda Del Arco Sanches - Conselho de Pós-Graduação (CPG)  
Dr. Evandro Marconi Rocco - Coordenação-Geral de Engenharia, Tecnologia e Ciência Espaciais (CGCE)  
Dr. Rafael Duarte Coelho dos Santos - Coordenação-Geral de Infraestrutura e Pesquisas Aplicadas (CGIP)  
Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Divisão de Biblioteca (DIBIB)

**BIBLIOTECA DIGITAL:**

Dr. Gerald Jean Francis Banon  
Clayton Martins Pereira - Divisão de Biblioteca (DIBIB)

**REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:**

Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Divisão de Biblioteca (DIBIB)  
André Luis Dias Fernandes - Divisão de Biblioteca (DIBIB)

**EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:**

Ivone Martins - Divisão de Biblioteca (DIBIB)  
André Luis Dias Fernandes - Divisão de Biblioteca (DIBIB)



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

sid.inpe.br/mtc-m21d/2023/03.29.17.14-TDI

**CARACTERIZAÇÃO DA CERÂMICA**  
 **$Ba_{(1-x)}Sr_{(x)}(Zr_{0,2}Ti_{0,8})O_3$  PARA UTILIZAÇÃO EM**  
**GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES AEROESPACIAIS**

Gustavo Nicolau de Lima

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelos Drs. José Osvaldo Rossi, e Lauro Paulo da Silva Neto, aprovada em 28 de fevereiro de 2023.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34T/48QEK6P>>

INPE  
São José dos Campos  
2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

Lima, Gustavo Nicolau de.

L628c      Caracterização da cerâmica  $Ba_{(1-x)}Sr_x(Zr_{0,2}Ti_{0,8})O_3$  para utilização em geração de RF em aplicações aeroespaciais / Gustavo Nicolau de Lima. – São José dos Campos : INPE, 2023.  
xxii + 72 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21d/2023/03.29.17.14-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2023.

Orientadores : Drs. José Osvaldo Rossi, e Lauro Paulo da Silva Neto.

1. Linhas de transmissão não-linear. 2. Titanato de bário.  
3. Cerâmicas dielétricas. I.Título.

CDU 666.3:629.78

---



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).



MINISTÉRIO DA  
CIÊNCIA, TECNOLOGIA  
E INOVAÇÃO



## INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

### DEFESA FINAL DE DISSERTAÇÃO GUSTAVO NICOLAU DE LIMA BANCA Nº 028/2023, REG. 215841/2020

No dia 28 de fevereiro de 2023, às 14h, por teleconferência, o(a) aluno(a) mencionado(a) acima defendeu seu trabalho final (apresentação oral seguida de arguição) perante uma Banca Examinadora, cujos membros estão listados abaixo. O(A) aluno(a) foi APROVADO(A) pela Banca Examinadora, por unanimidade, em cumprimento ao requisito exigido para obtenção do Título de Mestre em Engenharia e Tecnologia Espaciais / Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais. O trabalho não precisa de correções.

**Novo título: "CARACTERIZAÇÃO DA CERÂMICA  $Ba_{(1-x)}Sr_x(Zr_{0,2}Ti_{0,8})O_3$  PARA UTILIZAÇÃO EM GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES AEROESPACIAIS"**

#### Membros da Banca:

Dr. Walter Abrahão dos Santos – Presidente - INPE

Dr. José Osvaldo Rossi – Orientador - INPE

Dr. Lauro Paulo da Silva Neto - Orientador - UNIFESP

Dr. Elizete Gonçalves Lopes Rangel - Membro Interno - INPE

Dr. Eduardo Antonelli – Membro Externo - UNIFESP



Documento assinado eletronicamente por **José Osvaldo Rossi, Pesquisador Titular**, em 10/03/2023, às 09:44 (horário oficial de Brasília), com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Walter Abrahão dos Santos, Tecnologista em Ciência e Tecnologia**, em 10/03/2023, às 10:00 (horário oficial de Brasília), com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Elizete Gonçalves Lopes Rangel, Tecnologista**, em 13/03/2023, às 08:41 (horário oficial de Brasília), com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Lauro Paulo da Silva Neto (E), Usuário Externo**, em 13/03/2023, às 11:17 (horário oficial de Brasília), com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Eduardo Antonelli (E), Usuário Externo**, em 30/03/2023, às 07:35 (horário oficial de Brasília), com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.mcti.gov.br/verifica.html>, informando o código verificador **10857782** e o código CRC **ECA87E1D**.

---

Referência: Processo nº 01340.001367/2023-57

SEI nº 10857782

“São as nossas escolhas, mais do que as nossas capacidades, que mostram quem realmente somos.” Alvo Percival Wulfrico Brian Dumbledore





A Deus, pois dEle, por Ele e para Ele são todas as coisas.  
A meus pais Fátima e Elierson, meus mentores em minha missão terrena.  
A minha esposa Juliene, minha parceira para vida.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por me conceder sabedoria, força e determinação para chegar até aqui. Sem a Sua orientação e apoio, eu nunca teria conseguido completar esta etapa na minha vida.

A meus pais por me ensinarem as virtudes do respeito, dedicação e do amor.

A minha esposa Juliene que me ajudou em todos os momentos em que pensei em desistir, por seus ensinamentos sobre a metodologia para o desenvolvimento de pesquisa acadêmica.

Aos meus orientadores Prof. Dr. José Osvaldo e Prof. Dr. Lauro, por terem me acolhido desde o início do meu mestrado e terem me ensinado o valor da pesquisa no Brasil e o compromisso para com a educação. Por compartilhar a sabedoria e o tempo para o desenvolvimento desse trabalho. E também auxiliar nos momentos em que não pude estar presente.

Aos docentes do INPE, em especial em memória da prof. Maria Nono, uma excelente profissional que se dedicou pessoalmente nas demandas do curso mesmo estando com um estado de saúde delicado, ela me ajudou muito nos estudos voltados ao campo de materiais cerâmicas.

Ao Prof. Msc. Rangel por ter me ajudado com a produção das amostras cerâmicas e ao Prof. Dr. Antonelli pela colaboração no uso da infraestrutura do laboratório e apoio na coleta dos dados em temperatura feitas para dissertação.

E por fim, a agência de financiamento FAPESP através do projeto com número de contrato 2020/04395-3 que possibilitou o desenvolvimento desta pesquisa.



## RESUMO

O objetivo desse projeto foi caracterizar novas cerâmicas dielétricas para uso em Linhas de Transmissão Não-Lineares discretas baseadas em redes LC para uso em sistemas de transmissão de RF na faixa de GHz. O motivo é que as linhas não lineares LC baseadas no uso de diodos de capacitância variável estão limitadas à frequência máxima de operação da ordem de 300 a 500 MHz, dependendo do tipo de diodo varactor e indutor linear empregados ou ainda do layout da placa PCB utilizada. Com o desenvolvimento de novos materiais cerâmicos, espera-se que as LTNLs capacitivas possam atingir ao menos frequências de operação próximas a 1 GHz, o que seria bem mais adequado para aplicações no espaço. Cerâmicas dielétricas são utilizadas como capacitores não lineares para geração de RF em linhas de transmissão não lineares em plataformas de defesa e radares pulsados. Sua principal característica é a variação de capacitância com o campo elétrico e a temperatura, conferindo sua propriedade não linear. O titanato de bário é o principal composto utilizado como material dielétrico nos capacitores. No entanto, na forma pura, a fase paraelétrica desse dielétrico ocorre em temperaturas superiores a 120 °C (temperatura Curie). Assim, investigamos um novo composto, com o objetivo de deslocar a temperatura de transição da transição da fase paraelétrica para ferroelétrica para próximo da temperatura ambiente e aumentar as características não lineares. Sintetizamos e caracterizamos a cerâmica  $Ba_{(1-x)}Sr_x(Zr_{0,2}Ti_{0,8})O_3$  com as composições 05, 20 e 30BSZT, onde os números representam a porcentagem de estrôncio adicionado a composição. Investigamos o comportamento da capacitância desse material variando o campo elétrico aplicado e a frequência, neste último caso, com diferentes temperaturas para identificar a transição de fase deste composto cerâmico. Também, foi caracterizada a rigidez dielétrica do material da ordem de 7.5 kV/mm utilizando a amostra 30BSZT. Por fim, as amostras 05BSZT e 20BSZT apresentaram resultados de não linearidade em tensão da ordem de 31 % e 25 %, respectivamente, indicativos que essas amostras podem ser usadas em LTNLs.

Palavras-Chave: Linhas de Transmissão Não-Linear. Titanato de Bário. Cerâmicas Dielétricas



# CHARACTERIZATION OF $\text{Ba}_{(1-x)}\text{Sr}_x(\text{Zr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8})\text{O}_3$ CERAMIC FOR RF GENERATION IN AEROSPACE APPLICATIONS

## ABSTRACT

The project objective was to characterize new dielectric ceramics in NLTLs (Nonlinear Transmission Lines) based on discrete LC networks for use in RF transmission systems in the GHz band. The reason is that these LC lines based on variable capacitance diodes are limited to the maximum operating frequency between 300 to 500 MHz, depending on the type of varactor diode and linear inductor used or the layout of the PCB board used. With the development of new ceramic materials, we expect capacitive NLTLs to reach at least operating frequencies close to 1 GHz, which would be more suitable for space applications. Dielectric ceramics are employed as nonlinear capacitors for RF generation in NLTLs in defense platforms and pulsed radars. Their main feature is the capacitance variation with the electric field and temperature, giving their nonlinear property. Barium titanate is the main compound used as a dielectric material in capacitors. However, in pure form, the paraelectric phase of this dielectric occurs at temperatures above 120 °C (Curie temperature). Thus, we investigated a new compound to shift the transition temperature of the paraelectric to ferroelectric phase transition closer to room temperature and increase the nonlinear characteristics. We synthesized and characterized the ceramic  $\text{Ba}_{(1-x)}\text{Sr}_x(\text{Zr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8})\text{O}_3$  with the compositions 05, 20, and 30BSZT, where the numbers represent the percentage of strontium added to the composite. We investigated the capacitance behavior of this material by varying the applied electric field and frequency, in the latter case, with different temperatures to identify the phase transition of this ceramic composite. Also, we measured the material breakdown of the order of 7.5 kV/mm using the 30BSZT sample. Finally, samples 05BSZT and 20BSZT showed results of nonlinearity in voltage of around 31% and 25%, respectively, indicating that these samples are suitable for use in NLTLs.

Keywords: Non-Linear Transmission Lines. Barium Titanate. Dielectric Ceramics





## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Diagrama de uma Linha de Transmissão.....	3
Figura 2.2. Variação da Capacitância com a tensão aplicada pelo pulso.....	5
Figura 2.3 – Pulsos na entrada e saída da linha ilustrando a geração de sólitons e compressão do pulso.....	5
Figura 2.4 Geração de sólitons ao longo da linha alimentada por um pulso retangular.....	6
Figura 3.1 – Ilustração das órbitas polar, do sol e geoestacionária.....	8
Figura 4.1 - Capacitor de placa paralela separado pela distância $d$ no vácuo.....	12
Figura 4.2 – Polarização eletrônica.....	14
Figura 4.3 – Polarização iônica.....	14
Figura 4.4 - Resposta dos dipolos elétricos (representados por setas) ao campo elétrico aplicado resultando na polarização de orientação.....	14
Figura 4.5 – Capacitor separado por material dielétrico.....	16
Figura 5.1 - Representação vetorial da tensão aplicada no capacitor real com corrente total e de perda.....	19
Figura 5.2 - Modelo do capacitor para baixa frequência com resistência em paralelo.....	20
Figura 5.3 - Modelo do capacitor para baixa frequência com resistência em série.....	20
Figura 5.4 - Modelo completo de capacitor com três fontes de perdas.....	21
Figura 5.5 - Modelo de capacitor para alta frequência.....	23
Figura 6.1 – Estrutura Cristalina no formato de Perovskita.....	26
Figura 6.2 – Transição de Fase do $BaTiO_3$ .....	27
Figura 7.1 - Suporte utilizado para experimento.....	29
Figura 7.2 – Montagem do equipamento para experimento $C_x f$ .....	30
Figura 7.3 - Circuito para medida de $C \times V$ .....	30
Figura 7.4 - Arranjo do circuito.....	31
Figura 7.5 - (a) Suporte fabricado para os experimentos(b) Vista suporte mergulhado em Becker contendo óleo refrigerante de transformador.....	32
Figura 7.6 - Montagem do circuito utilizado para caracterização de $C_x V$ .....	33
Figura 7.7 – Esquema de medida de variação em função da temperatura.....	34
Figura 7.8 - Circuito primário para a produção do pulso na entrada da bobina de ignição.....	35
Figura 7.9- Circuito secundário para produção do pulso de alta tensão.....	35

Figura 7.10 - (a) porta amostras (b) recipiente contendo óleo de transformador.....	36
Figura 7.11- Pontas de prova de alta tensão utilizadas para obtenção de parâmetros elétricos.....	37
Figura 7.12- Montagem do experimento em bancada de teste.....	37
Figura 8.1 – Curva da medida da Impedância x frequência para as cerâmicas BSZT.....	43
Figura 8.2 – Tangente de Perdas x frequência.....	44
Figura 8.3 – Capacitância em série x frequência.....	45
Figura 8.4 – Resistência em Série x frequência.....	46
Figura 8.5 – Capacitância em paralelo x frequência.....	47
Figura 8.6 – Resistência em paralelo x frequência.....	48
Figura 8.7 – Medida da capacitância em função da tensão DC.....	49
Figura 8.8 – Medida da permissividade relativa em função da tensão DC.....	50
Figura 8.9 – Medida de capacitância em função da frequência para diferentes valores de temperatura considerando a amostra 05BSZT.....	51
Figura 8.10 – Medida de capacitância em função da frequência para diferentes valores de temperatura considerando a amostra 20BSZT.....	51
Figura 8.11- A transição de fase para a amostra 05BSZT mostrando a dependência da permissividade dielétrica e tangente de perdas em função da temperatura entre -48 °C e 102 °C.....	53
Figura 8.12 - Variação da permissividade dielétrica da amostra 05BSZT da amostra na temperatura de transição de fase em função da frequência.....	54
Figura 8.13 - Variação correspondente da capacitância da amostra 05BSZT na temperatura de transição de fase em função da frequência.....	55
Figura 8.14 – Tangente de perda da amostra 05BSZT em função da frequência parametrizada em relação à temperatura.....	55
Figura 8.15 – Teste de BD no ar, onde a linha amarela representa o eixo positivo, e a linha verde representa eixo negativo.....	58
Figura 8.16 – Teste de BD na amostra 30BSZT. Esc y: 2 kV/divisão e esc. x: 60 $\mu$ s/divisão, eixo positivo (linha amarela), eixo negativo (linha verde).....	59
Figura 8.17 – Gráfico da probabilidade de falha usando a distribuição WB linearizada para as amostras 30BSZT.....	60
Figura 8.18 – Gráfico correspondente da probabilidade de falha versus Rigidez Dielétrica, mostrando o valor de BD característico em 8 kV.....	60

## LISTA DE TABELAS

Tabela 8.1 – Fator de não linearidade obtida em função da frequência.....	46
Tabela 8.2 – Porcentagem de variação do fator de Não-Linearidade para CxV.....	49
Tabela 8.3 – Resultados da caracterização da capacitância pela frequência com variação da temperatura para amostra 05BSZT.....	56
Tabela 8.4 - Resultados da caracterização da capacitância pela frequência com variação da temperatura para amostra 20BSZT.....	57
Tabela 8.5 - Distribuição Weibull para amostra 30BSZT.....	61



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC - Tensão Alternada  
AT - Alta Tensão  
BD – Breakdown  
BSZT - Titanato Zirconato de Bário e Estrôncio  
C – Capacitância  
DC - Tensão Contínua  
DD - Displacement Damage  
FDP - Função densidade de Probabilidade  
GEO - Geosynchronous Equatorial Orbit  
INPE - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais  
ISS - Internacional Space Station  
LEO - Low Earth Orbit  
LTNL - Linha de Transmissão Não-Linear  
MEO - Medium Earth Orbit  
RF - Radio Frequência  
RLC - Resistor Indutor Capacitor  
SAR - Radar de abertura sintética  
SEEs - Single Event Effects  
SSN - Space Surveillance Network  
T - Temperatura  
TA - Temperatura Ambiente  
TC - Temperatura de Curie  
TID - Total Ionizing Dose  
WB - Weibull



## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO. ....	1
2. LINHA DE TRANSMISSÃO NÃO-LINEAR. ....	3
3. AMBIENTE ESPACIAL. ....	7
4. MATERIAIS DIELÉTRICOS E A IMPORTÂNCIA DE SUA CARACTERIZAÇÃO PARA O USO EM CAPACITORES. ....	11
5. COMPORTAMENTO DO CAPACITOR EM TENSÃO AC E DC. ....	18
6. CERÂMICAS DIELÉTRICAS. ....	24
7. METODOLOGIA. ....	28
7.1 Síntese das amostras cerâmicas. ....	28
7.2 Procedimento experimental. ....	28
7.2.1 Medida da capacitância x frequência. ....	29
7.2.2 Medida da variação de capacitância x tensão DC. ....	30
7.2.3 Medida da variação de capacitância x temperatura. ....	33
7.2.4 Medida da rigidez dielétrica. ....	34
7.2.5 Distribuição Weibull com dois parâmetros. ....	38
8 RESULTADOS E DISCUSSÕES. ....	42
8.1 Medida da capacitância x frequência. ....	42
8.2 Medida da variação de capacitância x tensão DC. ....	48
8.3 Medida da variação de capacitância x temperatura. ....	50
8.4 Medida da rigidez dielétrica. ....	57
8.5 Distribuição Weibull com dois parâmetros. ....	59
9 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS. ....	62
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS. ....	64
ANEXO A – PUBLICAÇÕES EM CONGRESSOS. ....	70
ANEXO B – PUBLICAÇÕES EM REVISTAS. ....	72





## 1. INTRODUÇÃO

Linhas de transmissão não lineares (LTNLS) constituem uma área de pesquisa que tem sido investigada para geração de sinais de rádio frequência (RF) com aplicações em radares, plataformas móveis de defesa e satélites. Seu princípio de funcionamento baseia-se no comportamento não linear de seus elementos em função da tensão (capacitores) e/ou corrente elétrica aplicada (indutores).<sup>1</sup> As LTNLS podem ser utilizadas para gerar RF ou compressão do tempo de subida de pulso de saída, dependendo das características de construção da linha e das características do pulso de entrada. Uma área promissora de pesquisa são as cerâmicas dielétricas de alta permissividade que apresentam um grande fator de não-linearidade quando submetidas a variação de tensão elétrica, o que é essencial quando usadas na construção das LTNLS. A frequência de oscilação produzida na linha depende diretamente do nível de tensão de entrada e da taxa de não linearidade do dielétrico, podendo chegar atualmente na faixa de centenas de MHz em LTNLS dispersivas discretas.<sup>2</sup> As LTNLS têm aplicações em dispositivos espaciais, antenas usadas para telecomandos ou na emissão de pulsos de radar em satélites SARs.

Para se obter os valores de não-linearidade, que está relacionada ao quanto a capacitância varia quando submetida a variação de temperatura, frequência e tensão, as amostras devem passar por processos de caracterização em laboratório. A caracterização das amostras deverá ser feita através de um analisador de frequência. Nele, a amostra será submetida a variação de frequência e será verificado seu comportamento. Para a caracterização do comportamento em função da variação da temperatura, a amostra será inserida em um forno e será analisado seu comportamento em altas temperaturas. E por fim, a partir de uma fonte de alta tensão, a amostra passará por variação de tensão para obter sua caracterização em altas tensões.

O trabalho de dissertação consiste em caracterizar no GPDMP (Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Materiais e Plasma) da Coordenação de Pesquisa Aplicada e Desenvolvimento Tecnológico (COPDT), da coordenação-Geral de Infraestrutura e Pesquisas Aplicadas (CGIP). As amostras cerâmicas sintetizadas do tipo BSZT (Titanato Zirconato de Bário e Estrôncio) no ICT da UNIFESP para avaliação do seu uso na construção de LTNLS capacitivas. Para isso quatro tipos de ensaios foram realizados: a) medida da capacitância em função da temperatura, b) medida de capacitância em função

da tensão aplicada ( $C \times V$ ); c) medida da rigidez dielétrica do dielétrico e d) medida de capacitância em função da frequência. No caso da primeira medida, ela é essencial, pois a variação de temperatura tem grande influência no dielétrico e, portanto, no capacitor. Normalmente, para dielétricos não lineares o coeficiente de temperatura é negativo, pois  $C$  diminui com  $T$  neste caso.<sup>1</sup> Entretanto, há casos em que o coeficiente de temperatura pode ser positivo (incremento de  $C$  com  $T$ ) ou nulo dependendo da transição de fase. Quanto à segunda medida, que se caracteriza pelo decréscimo da capacitância do dielétrico com a tensão aplicada (efeito da não linearidade do material), podendo ser realizada em três condições: DC e no modo pulsado em pulso único ou com taxa de repetição. Em particular, estas medidas  $C \times V$  são importantes para se determinar as características do dielétrico como fator de não linearidade em condições estáticas ou em modo de descarga, bem como a influência do aumento de temperatura no material causada pelo incremento das perdas do dielétrico em modo de repetição de pulso. Em nosso caso, realizamos as medidas de  $C \times V$  em condição DC das amostras cerâmicas. Para a medida de rigidez dielétrica, o referido teste é importante para determinar a tensão de ruptura ou *breakdown* (BD) do dielétrico em kV/mm, uma vez que a energia armazenada no material é proporcional ao quadrado da intensidade do campo elétrico. Dessa forma, dielétricos de alta rigidez dielétrica são bem indicados para aplicações em sistemas que requerem alta potência quando em operação. Por último, a medida em frequência de  $C \times f$  é importante visto que a capacitância ou a permissividade dielétrica tende a cair com o incremento da frequência por causa do tempo de relaxação de resposta dos dipolos elétricos. Como no caso da temperatura, normalmente para dielétricos não lineares, a sua permissividade dielétrica cai com a frequência.

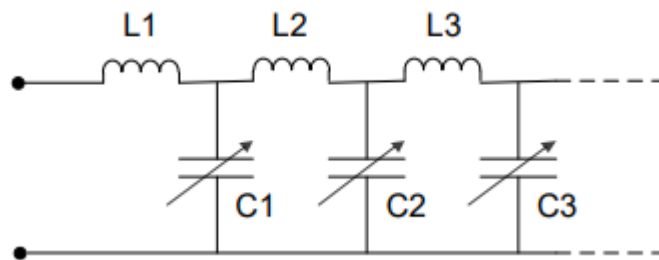
## 2. LINHA DE TRANSMISSÃO NÃO-LINEAR

A telecomunicação é uma das bases nos sistemas do satélite, através dela obtemos informações de um ponto ao outro, como direção, velocidade, atitude entre outros dados importantes para o uso tanto no satélite como processamento de imagens para análise em outras áreas.

A linha de transmissão não linear (LTNL), é um modo de telecomunicação pesquisado há décadas para aplicações na área militar.<sup>3</sup> Ela é uma fonte geradora de ondas de rádio frequência (RF), a qual se baseia no comportamento não linear dos componentes quando submetidos a variação de corrente elétrica e tensão.<sup>1,3,4</sup>

Seus principais componentes eletrônicos não lineares são os capacitores e indutores, conforme Figura 2.1.

Figura 2.1 - Diagrama de uma Linha de Transmissão.



Fonte: [5].

A linha pode operar em baixa potência, onde são empregados componentes semicondutores como dispositivo não linear ou em alta potência utilizando materiais dielétricos como dispositivos não lineares.<sup>1,4</sup>

Quando comparada com outras fontes de geração de RF, a LTNL tem a vantagem de empregar elementos passivos, o que leva a uma diminuição do tamanho final da fonte, enquanto as outras fontes utilizam elementos ativos como filamento aquecedor e sistemas de alto vácuo.

Para a geração de RF, a LTNL explora a geração de ondas de sóliton a partir da combinação balanceada entre não linearidade, dispersão e propagação de ondas de choque

em linha LC dispersiva anômala aprimorada por polarização magnética (Linha giromagnética).<sup>5,6</sup>

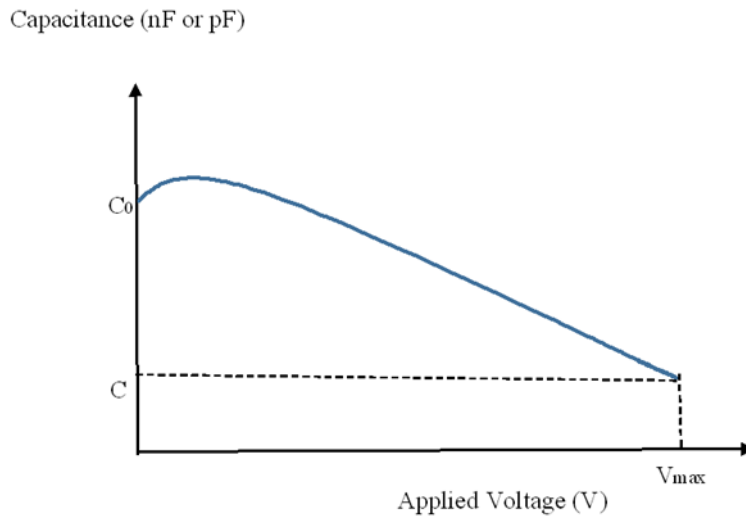
Quando utilizando os capacitores e indutores na LTNL dispersiva como uma rede LC, a energia do pulso de entrada é armazenada no campo magnético de cada indutor em série e depois transferida para o campo elétrico dos capacitores em paralelo sequencialmente. A capacitância da linha  $C(V)$  varia em função da tensão aplicada do pulso que se propaga na linha e causa a não-linearidade, onde o pulso aplicado na entrada da linha tem sua velocidade de propagação dada pela Equação (2.1).<sup>7,8</sup>:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC(V)}} \quad (2.1)$$

onde  $L$  é o indutor e  $C(V)$  é a capacitância variável em função da tensão.

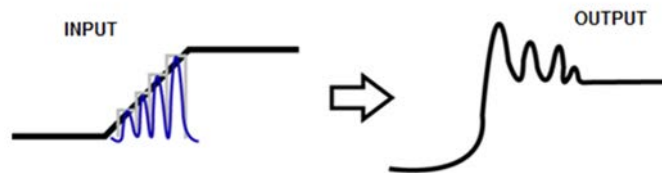
Apesar do aumento de  $C$  em baixa tensão, a capacitância linear não diminui com o incremento da tensão aplicada (ver Figura 2.2), aumentando a velocidade de propagação, conforme a Equação (2.1). Dessa forma, a região do pulso com maior amplitude de tensão tende a se propagar mais rápido que a parte inicial com amplitude menor, e o pico do pulso alcançará a amplitude de baixa tensão, gerando na saída uma onda com rápido tempo de subida, mais rápido do que da entrada, efeito conhecido como compressão de pulso ou “pulse sharpening”. Além da compressão do pulso, outro efeito observado neste tipo de linha é a geração de ondas de sólitons no topo do pulso, que podem ser classificadas com oscilações de RF, desde que um pulso de entrada seja aplicado com um tempo de subida extremamente rápido. A Figura 2.3 ilustra este processo de geração de ondas de sólitons e de compressão de pulso com os pulsos na entrada e na saída da linha. Note que a rampa na subida do pulso de entrada poder ser constituída como uma frente de sólitons com crescente amplitudes, onde o sóliton de maior amplitude se propaga mais rápido que o de menor amplitude, o que explica a saída com oscilações com picos decrescentes no topo do pulso de saída. Alguns estudos já alcançaram a faixa de 10MW em altas frequências.<sup>9-11</sup>

Figura 2.2 - Variação da Capacitância com a tensão aplicada pelo pulso.



Fonte:[12].

Figura 2.3 - Pulsos na entrada e saída da linha ilustrando a geração de sólitons e compressão do pulso.



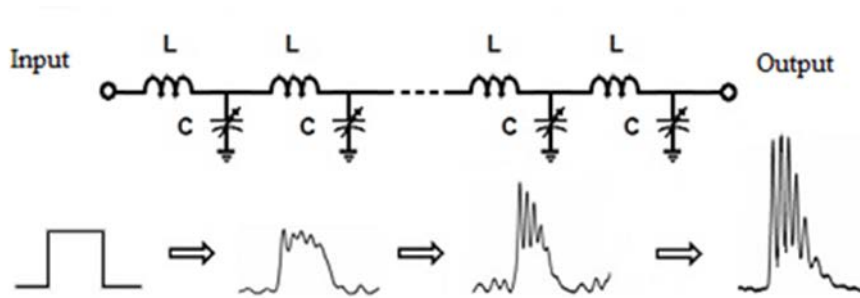
Fonte: [11].

A frequência das oscilações geradas na saída pode ser calculada através da Equação (2.2) dada abaixo em função dos parâmetros da linha como:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(V_{max})}} \quad (2.2)$$

onde  $C(V_{\max})$  é a mínima capacitância na amplitude máxima no pico do pulso. Uma maneira eficiente de se produzir esta série de oscilações na saída da linha consiste em alimentar um pulso retangular com duração maior que  $1/f_s$  mas com tempo de subida muito menor do que  $1/f_s$ . A Figura 2.4 ilustra este processo de geração de sólitons ao longo da linha.

Figura 2.4 - Geração de sólitons ao longo da linha alimentada por um pulso retangular.



Fonte: [13].

### 3. AMBIENTE ESPACIAL

A exploração espacial requer previamente o conhecimento do local que futuramente o satélite ou espaçonave irá explorar. Fora da atmosfera existem diversas barreiras que podem comprometer o sucesso da missão.

Para o projeto de um veículo espacial, deve-se levar em conta efeitos como: Gravidade, Atmosfera, Radiação, Vácuo, Micrometeoritos e Lixo Espacial.<sup>14</sup>

Dos efeitos citados, a gravidade é a mais influente no resultado da missão, pois é ela quem define os parâmetros de órbita do satélite.

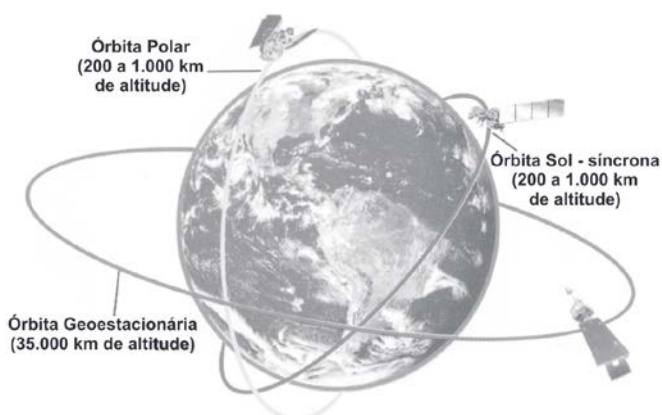
Uma órbita é uma trajetória repetitiva e regular a qual um satélite no espaço percorre em torno de outro corpo. A órbita mais próxima da Terra é a órbita terrestre baixa (*Low Earth Orbit* – LEO), definida entre 160 km e 322 km de altitude. A órbita LEO é a mais fácil de se chegar e permanecer, onde uma órbita completa leva 90 minutos.<sup>15,16</sup>

Seguindo para órbita média terrestre (Medium Earth Orbit – MEO), também chamada de órbita intermediária, ela se encontra entre a órbita baixa (LEO) e a órbita geoestacionária (GEO – altitude 35,786 km). A órbita MEO tem sua altitude a partir de 2000 km.<sup>17</sup>

A órbita pode ser descrita também em relação a sua inclinação. A órbita é denominada órbita inclinada quando sua inclinação em relação ao plano equatorial não é zero graus. E existem duas subcategorias de órbitas inclinadas:

- Órbita Polar: órbita que passa acima ou quase acima de ambos os polos do planeta em cada giro completo.
- Órbita Síncrona do sol: uma órbita quase polar que passa pelo equador na mesma hora e local em cada passagem, a Figura 3.1 ilustra ambas órbitas.<sup>17</sup>

Figura 3.1– Ilustração das órbitas polar, do sol e geoestacionária.



Fonte: [18].

Dessa forma, para acessar qualquer uma das órbitas, deve ser feito um cálculo minucioso previsto anteriormente no projeto da missão, pois o quilograma de combustível terá grande impacto não somente na massa do veículo espacial, mas também no custo final, tendo em vista que a média do quilograma de combustível para o espaço é de US\$ 1 milhão.<sup>19</sup>

Na atmosfera terrestre tem-se uma complexidade maior, pois envolve parâmetros como temperatura, composição química, pressão e densidade.<sup>14</sup>

Na ionosfera, uma região eletricamente carregada, é um exemplo de como uma mínima variação pode ter um resultado significativo na operação do veículo espacial do satélite. Esta região da atmosfera vem sendo usada há anos para refletir sinais de rádio para longas distâncias na Terra e a incidência do clima espacial modifica a densidade de cargas da região alterando assim a reflexão das ondas de rádio.<sup>20</sup>

A temperatura é outro fator importante para caracterização das amostras, tendo em vista que a variação de temperatura é muito alta para um veículo espacial lançado da Terra. A temperatura varia de -100 °C a mais de 200 °C, e, como ela também é extremamente importante na composição da estrutura molecular de materiais ferroelétricos, faz-se necessário um estudo dos impactos na amostra.

Até o fim da década de 50, a radiação não era considerada um fator crucial para o projeto de viagens ao espaço. Dados experimentais da época mostravam que as únicas radiações



de partículas vinham de raios cósmicos e que essas radiações seriam insignificantes.<sup>21</sup>

Em 1958, James A. Van Allen descobriu os cinturões de radiação em volta da Terra, os quais o nível de radiação era alto.<sup>22</sup> Logo, em seguida, foram descobertos os raios cósmicos solares e assim a radiação se tornou um fator de muita importância no projeto da espaçonave que implicaria desde a trajetória até o tamanho e peso dela.<sup>21,22</sup>

No ambiente espacial são encontrados elétrons, íons, prótons, resultados da radiação de explosões solares, partículas aprisionadas no cinturão de Van Allen e raios cósmicos.

Os efeitos dos danos por radiação são categorizados em:

- Dose Ionizante Total (*Total Ionizing Dose - TID*): é o resultado da exposição de um corpo à radiação ionizante ao longo do tempo. Ela é definida como a quantidade de energia absorvida por radiação ionizante em um corpo por unidade de massa. A TID se resulta do acúmulo de cargas no dielétrico dos semicondutores ou de capacitores;<sup>23,24</sup>
- Danos por deslocamento (*Displacement Damage – DD*): É o resultado da interação nuclear entre uma partícula e os núcleos atômicos de uma rede cristalina do material semiconductor<sup>18</sup>. Caso a interação venha a oferecer energia suficiente ao átomo a ponto de deslocá-lo da estrutura cristalina, será identificado um defeito de Frenkel;<sup>25,26</sup>
- Efeitos Singulares (*Single Event Effects - SEEs*) : Esse tipo de efeito se resulta do impacto de uma partícula fortemente ionizada no silício, ionizando assim o componente podendo provocar pulsos de corrente.<sup>27</sup>

Dessa forma, se torna vital conhecer o ambiente radioativo espacial, uma vez que os capacitores vão atuar no meio espacial e sofrerão com os danos causados pela radiação, pois se qualquer um dos dispositivos sofrerem com a radiação, como a fuga de corrente resultante da radiação aplicada em um semiconductor ou desvio de tensão resultada da radiação em um transistor, todos os outros componentes sofrerão com um efeito dominó vindo desses principais componentes. E, tendo em vista que o meio dielétrico do capacitor também está sujeito à variação de permissividade, a radiação afeta o componente a nível molecular.

O lixo espacial e micrometeoritos são os últimos fatores para o sucesso da missão. Atualmente os sensores da Rede de Vigilância Espacial (*Space Surveillance Network* – SSN) rastream mais de 27000 pedaços de lixo espacial<sup>28</sup>. Existem detritos que são muito pequenos para serem rastreados, mesmo assim podem ameaçar o sucesso de uma missão. Os detritos viajam em altas velocidades, na faixa de 25000 km/h na LEO.

A quantidade de detritos continua a aumentar e pode ameaçar até mesmo a Estação Espacial Internacional (*International Space Station* – ISS), bem como outras espaçonaves habitadas por humanos como *Crew Dragon* da *SpaceX*.<sup>28</sup>

Dentre os efeitos citados nos componentes decorrentes da exploração do ambiente espacial, variação de temperatura e radiação espacial por efeito cumulativo (TID) no dielétrico dos capacitores cerâmicos são os principais fatores a serem considerados quanto ao uso de LTNLs no espaço.

#### **4. MATERIAIS DIELÉTRICOS E A IMPORTÂNCIA DE SUA CARACTERIZAÇÃO PARA O USO EM CAPACITORES**

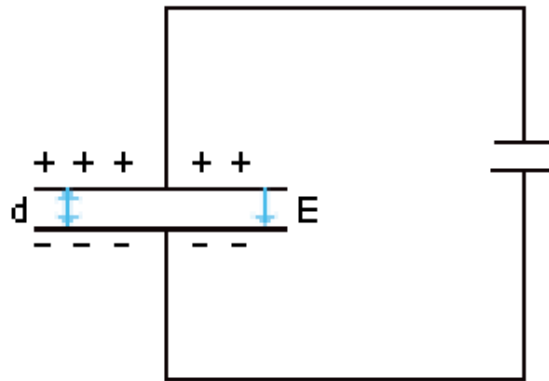
Os capacitores são componentes que usam como base estrutural os materiais dielétricos. O material dielétrico é considerado um material não metálico isolante o qual exibe ou pode exibir uma estrutura de dipolo elétrico, que é a separação no nível molecular das cargas eletricamente carregadas positivamente e negativamente.<sup>29</sup>

No meio eletrônico, o capacitor é utilizado para armazenar energia em seu campo elétrico. Além desta área, ele é utilizado em comunicações, computadores, sistemas de potência, linhas de transmissão não lineares etc.<sup>30</sup>

Materiais dielétricos têm baixa condutância e por isso são muito usados em elementos capacitivos em eletrônica como isolantes. Sob influência de um campo elétrico externo os portadores de carga no dielétrico se separam em cargas superficiais positivas e negativas nas paredes internas das placas do capacitor. Esse fenômeno se chama polarização.<sup>31</sup>

A estrutura básica de um capacitor é constituída por duas placas separadas pelo vácuo ou por um material dielétrico (ar, cerâmica, papel ou mica). E, ao aplicar um campo elétrico, uma placa fica carregada positivamente enquanto a outra fica negativamente carregada com o campo elétrico, seguindo a direção da carga positiva para a negativa, conforme mostra a Figura 4.1.<sup>29,30</sup>

Figura 4.1- Capacitor de placa paralela separado pela distância  $d$  no vácuo.



Fonte: Produção do autor.

O efeito de polarização  $P$  do dielétrico faz com que, quando submetida a um campo elétrico externo  $E$ , a densidade de carga elétrica armazenada entre as placas aumente.

Quando é aplicado um campo elétrico, devido a inércia há um determinado tempo até a orientação final dos dipolos no dielétrico que se encontram inicialmente desordenados. O mesmo efeito ocorre para a desorientação dos dipolos quando o campo elétrico é retirado. Esse fenômeno já bastante conhecido é denominado de relaxação dielétrica, sendo o tempo no qual acontece essa transição conhecida como tempo de relaxação.

Nos materiais ferroelétricos, os fatores que impactam na relaxação dielétrica são: temperatura, campo elétrico, substituições iônicas, defeitos estruturais etc. Esses defeitos dependem de outros fatores como: substituições iônicas, aditivos no tamanho do grão, natureza do contorno do grão e heterogeneidade intrínseca e extrínseca.<sup>32</sup>

Existem as seguintes fontes de polarização: Eletrônica, Iônica, Orientação, espontânea e dipolar. Dependendo do material e da maneira como é aplicado o campo externo, os materiais dielétricos apresentam pelo menos um desses tipos de polarização.<sup>29</sup>

- Polarização Eletrônica: ela resulta do deslocamento do centro da nuvem eletrônica carregada negativamente em relação ao núcleo positivo de um átomo por um campo elétrico, conforme a Figura 4.2. Ela existe apenas quando um campo elétrico está presente e é encontrado em todos os materiais dielétricos. Pode ter a indução do campo em maior ou menor grau em todos os átomos e o aumento da

temperatura faz diminuir a polarização devido a redução do número de partículas por unidade de volume;

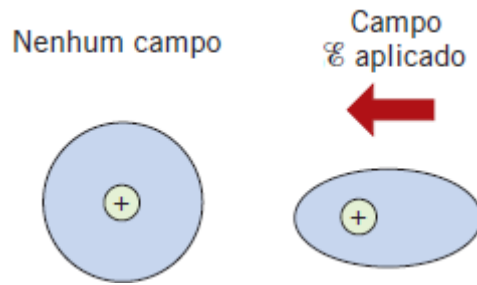
- Polarização Iônica: O campo atua deslocando os íons ou átomos de uma molécula em direções opostas, resultando no momento de dipolo resultante. Essa polarização só ocorre em materiais iônicos e é considerada uma polarização vibracional, pois consiste numa distorção dos modos normais de vibração da rede cristalina e aumenta com a elevação da temperatura, conforme Figura 4.3;
- Polarização de Orientação: Esse tipo de polarização só é encontrado em materiais com momentos de dipolo permanentes. Ela resulta de uma rotação dos momentos permanentes na direção do campo elétrico aplicado. A intensidade deste fenômeno é inversamente proporcional as vibrações térmicas dos átomos, dessa forma, a polarização diminui com o aumento da temperatura, conforme Figura 4.4<sup>29</sup>.

A polarização espontânea e dipolar são tipos de polarizações consideradas térmicas que são importantes também em materiais dielétricos:

- Polarização espontânea: ela ocorre em materiais nos quais a estrutura cristalina tem ordenamento elétrico como monocristais, ou em cristalitos de um material policristalino com estrutura não-centrossimétrica, uma vez que somente nesse tipo de estrutura, o centroide de cargas negativas não coincide com o das cargas positivas. Nos materiais ferroelétricos, essa polarização ocorre devido a transição de fase na temperatura de Curie,  $T_c$ , e ocorre sem a necessidade de um campo elétrico externo, ou seja, apenas aquecendo o material,<sup>33</sup>
- Polarização dipolar: nesse tipo de polarização, ao aumentar a temperatura, as forças moleculares e viscosidade da substância diminuem, intensificando assim a polarização dipolar e aumentando a energia dos movimentos térmicos das moléculas. pois as forças moleculares não impedem os dipolos de orientarem de acordo com o campo, tornando assim ineficaz a influência orientadora do campo. Esse tipo de orientação aumenta com o aumento da temperatura.<sup>32,33</sup>

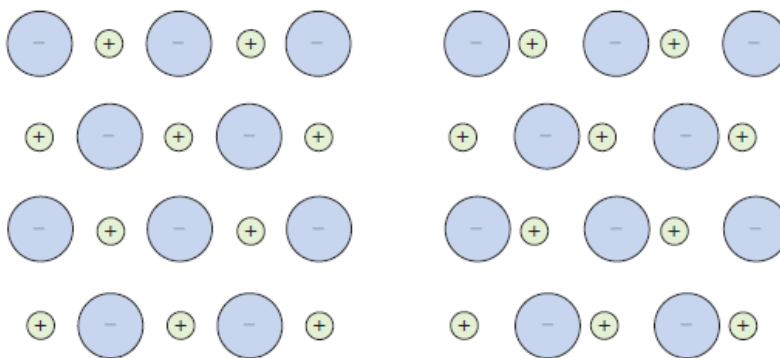
Sendo a polarização espontânea e a dipolar considerada para condições térmicas para materiais dielétricos.

Figura 4.2– Polarização eletrônica.



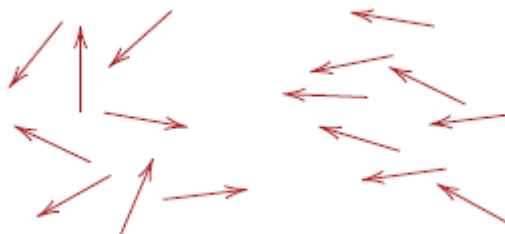
Fonte: [29].

Figura 4.3 – Polarização iônica.



Fonte: [29].

Figura 4.4 - Resposta dos dipolos elétricos (representados por setas) ao campo elétrico aplicado resultando na polarização de orientação.



Fonte: [29].

O cálculo da polarização dos materiais lineares é obtido através da Equação (4.1), a qual  $\epsilon_r$  é independente do campo elétrico. A polarização é a somatória dos componentes da polarização: iônica, eletrônica, orientação, dipolar e espontânea.

$$P = \epsilon_0(\epsilon_r - 1)E \quad (4.1)$$

onde  $\epsilon_0$  é a permissividade no vácuo,  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa ou constante dielétrica do material e  $E$  é o campo elétrico aplicado.

Para cada material a polarização se comporta de forma diferente, em materiais dielétricos ela ocorre até um campo elétrico determinado. Esse limite é chamado de ponto crítico ou máxima rigidez dielétrica do material. Ao se exceder o nível crítico, os elétrons da camada de valência ficam totalmente livres, e após isso se inicia um processo de condução de corrente elétrica através do material dielétrico, esse processo é conhecido como ponto de ruptura dielétrica do material. Em outros campos da engenharia como a engenharia de potência pulsada, um dos principais tópicos de estudo é o máximo campo elétrico que um material isolante pode resistir sem perder a isolação.<sup>1,34</sup>

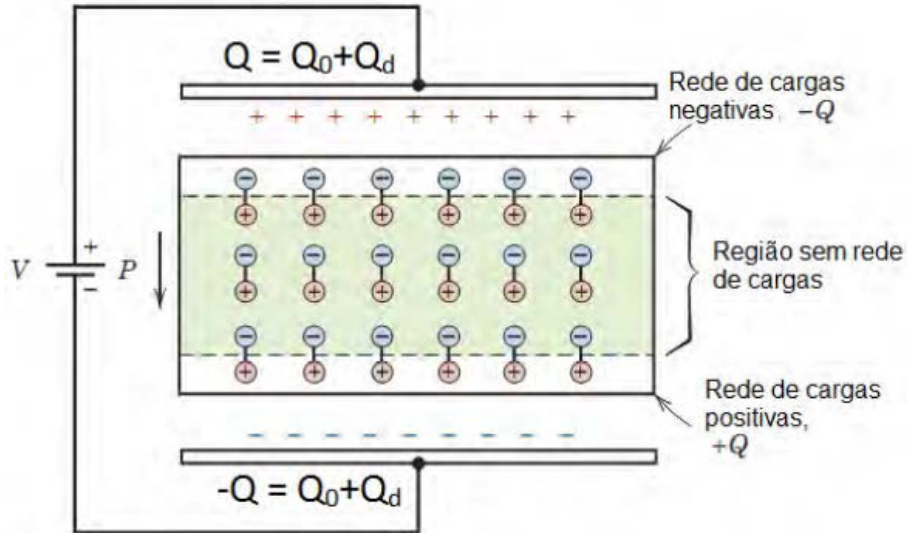
A redução do volume final do componente está ligada a alta rigidez dielétrica ou campo elétrico de ruptura, a rigidez conduz a um aumento significativo da densidade de carga armazenada. Se a rigidez dielétrica do isolante é aumentada duas vezes, o volume final do componente pode ser reduzido em um quarto. Dessa forma, a densidade de energia ( $W$ ) mostrada na Equação (4.2), é proporcional ao quadrado do campo elétrico (ou da rigidez dielétrica do material).<sup>1,34</sup>

$$W_E = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r E^2 \quad (4.2)$$

O aumento da densidade de carga nas placas do capacitor, com um meio dielétrico que não é o ar, é mostrado na Figura 4.5. A Equação 4.3 explica que a carga total armazenada  $Q$  é o resultado da somatória da carga inicial  $Q_0$  no capacitor (sem o material dielétrico) com a carga  $Q_d$  devido à polarização do material dielétrico entre as placas.<sup>1,34</sup>

$$Q = Q_0 + Q_d \quad (4.3)$$

Figura 4.5– Capacitor separado por material dielétrico.



Fonte: [29].

Quando utilizando um meio dielétrico, a densidade de carga superficial das placas é obtida em função do campo elétrico  $E$ , e da polarização  $P$ , conforme a Equação 4.4:

$$D = \epsilon_0 E + P \quad (4.4)$$

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

Ao relacionarmos a quantidade de carga elétrica armazenada ( $Q$ ) em uma placa pela tensão aplicada ( $V$ ) obteremos a Equação (4.5) da capacitância, onde sua unidade é medida em Faraday (F) (ou Coulomb x Volt)

$$C = QV \quad (4.5)$$



Em um capacitor de placas separadas por vácuo, sua capacitância será definida pela Equação (4.6):

$$C = \varepsilon_0 \frac{A}{l} \quad (4.6)$$

onde  $A$  representa a área das placas,  $\varepsilon_0$  é a permissividade do vácuo e  $l$  é a distância entre as placas.<sup>29</sup>

Porém, o que determinará a capacitância será o meio dielétrico entre as placas e sua geometria.

E ao adicionarmos um material dielétrico entre as placas, a Equação (4.6) é alterada para Equação (4.7):

$$C = \varepsilon \frac{A}{l} \quad (4.7)$$

onde  $\varepsilon$  é a permissividade absoluta do material dielétrico<sup>22</sup>. Para o cálculo da permissividade total, usa-se a Equação (4.8).

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (4.8)$$

Logo, a determinação da capacitância envolve três fatores: a área das placas, o espaçamento entre elas e a permissividade do material.<sup>30</sup> As propriedades dos dielétricos variam de acordo com o material, temperatura, frequência do campo aplicado, estrutura cristalina etc.<sup>31</sup>

## 5. COMPORTAMENTO DO CAPACITOR EM TENSÃO AC E DC

Como a maioria dos componentes elétricos e eletrônicos, o capacitor tem grande influência na frequência quando analisado em corrente alternada. A corrente alternada ou corrente senoidal é a corrente que inverte a polaridade de positivo e negativo em certos intervalos de tempo. Dessa forma, ao variar a polaridade, a direção do campo elétrico também varia, tendo grande influência nos dipolos. Um material dielétrico sofre efeito de polarização por um campo elétrico alternado AC, onde a cada variação de direção, os dipolos tentam se reorientar de acordo com o campo, e para cada tipo de polarização, os dipolos exigem um tempo mínimo de reorientação, que é diretamente proporcional à facilidade de orientação de cada dipolo em específico. Esse tempo é normalmente caracterizado como frequência de relaxação, que é o inverso do tempo de reorientação.<sup>29,30,32</sup> Quando a frequência do campo aplicado excede a frequência de relaxação, o dipolo não consegue manter a mudança na direção de sua orientação, logo, não contribuirá para permissividade elétrica relativa.

Ao analisarmos o capacitor ideal em AC, nota-se que ele não dissipa energia e absorve potência do circuito quando está armazenando energia em seu campo. Já no capacitor real, é adicionada uma resistência em paralelo para simular perdas como corrente de fuga no dielétrico em regime DC ou em baixa frequência, e em série para as resistências das placas e dos condutores, ou seja, perdas por efeito Joule. Assim, ao analisarmos o capacitor em DC, a resistência no capacitor ideal é infinita e no caso real é adicionada uma resistência finita para simular as perdas.<sup>1,30</sup>

O valor da resistência pode ser calculado através das dimensões,  $l$  que é o comprimento do material,  $A$  que é a seção transversal e  $\rho$  a resistividade do material conforme a Equação (5.1) abaixo:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (5.1)$$

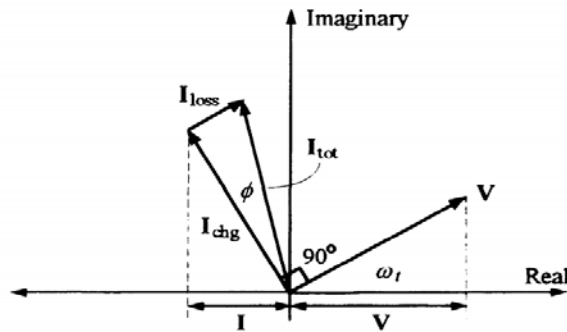
Ao analisar o campo de energia de um material isolante, notam-se perdas dielétricas, devido ao trabalho que é realizado por um campo externo de orientação diferente da estrutura do material. Em ambos os casos de corrente contínua e alternada, ocorre esse

fato e ele se apresenta em forma de calor. Em AC, esse fenômeno é conhecido como fator de dissipação ou tangente de perdas ( $\tan \phi$ ).<sup>1,31,35,36</sup>

Ainda no domínio AC, ao levar o capacitor ao domínio da frequência, notamos que a corrente  $I_{chg}$  do capacitor está adiantada em  $90^\circ$  em relação a tensão  $V$  aplicada no plano complexo com fase inicial  $\omega t$ , quando não há perdas, conforme mostra a Figura 5.1. Portanto, com perdas no dielétrico, mostra-se necessária a adição do fator de dissipação com a corrente de perdas  $I_{loss}$ . Logo, para o capacitor ideal  $\phi=0$ ,  $I_{tot}=I_{chg}$ , onde  $I_{tot}$  é a corrente total e o fator de perdas é definido pela Equação 5.2.

$$\tan \phi = \frac{I_{loss}}{I_{chg}} \quad (5.2)$$

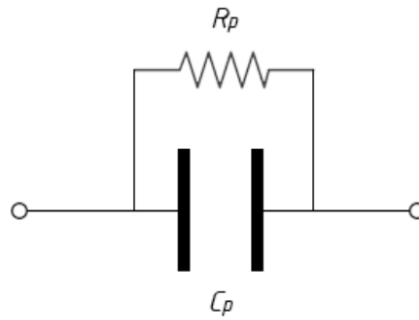
Figura 5.1 - Representação vetorial da tensão aplicada no capacitor real com corrente total e de perda.



Fonte: [31].

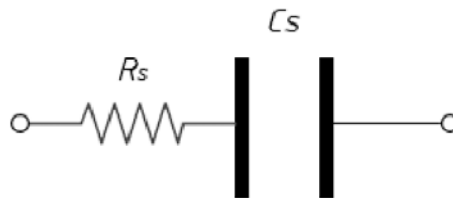
Ao se representar um capacitor em baixas frequências, deve ser usado a representação com resistência de perdas em paralelo ( $R_p$ ) ou em série ( $R_s$ ). As resistências representam as perdas no dielétrico e nos terminais do capacitor, respectivamente. O modelo em paralelo é utilizado quando se tem capacitores de baixas capacitâncias na faixa de pF, e o modelo em série é para capacitores de altas capacitâncias na faixa de  $\mu F$ , de acordo com as Figuras 5.2 e 5.3, respectivamente.<sup>30,36</sup>

Figura 5.2 - Modelo do capacitor para baixa frequência com resistência em paralelo.



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.3 - Modelo do capacitor para baixa frequência com resistência em série.



Fonte: Produção do autor.

Para calcular a resistência do modelo em paralelo, utiliza-se a Equação 5.4 que pode ser obtida através de (5.3) com  $I_{loss} = \frac{V}{R_p}$  e  $I_{chg} = \frac{V}{X_c} = \omega C_p V$  como:

$$\tan \phi = \frac{V}{R_p \omega V C_p} \quad (5.3)$$

obtendo-se:

$$R_p = \frac{1}{\omega C_p \tan \phi} \quad (5.4)$$

Para o caso do cálculo da resistência do modelo em série, utiliza-se a Equação (5.5), considerando a corrente aplicada  $I$  que está em série com  $R_s$  e  $C_s$ , onde:

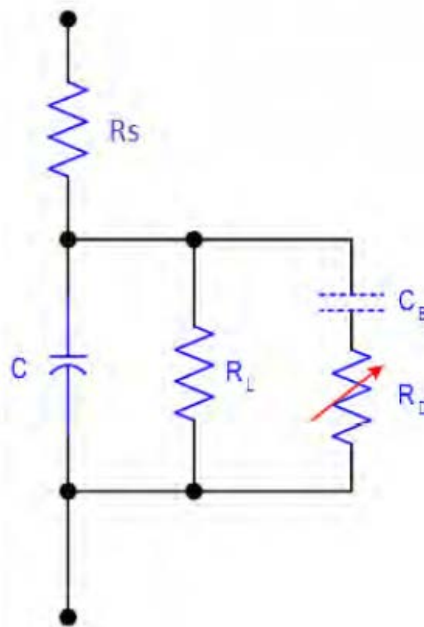
$$\tan \phi = \frac{V_{loss}}{V_{chg}} = \frac{R_s I}{X_c I} = R_s \omega C_s \quad (5.5)$$

sendo que  $V_{loss}$  é a tensão de perda em  $R_s$  e  $V_{chg}$  é a tensão no capacitor  $C_s$ , onde se obtém que:

$$R_s = \frac{\tan \phi}{\omega C_s} \quad (5.6)$$

Para representação do capacitor em baixa e alta frequências, sua representação completa incluindo as fontes de perdas por resistências de fuga  $R_P$ , do dielétrico  $R_D(f)$  e  $R_S$  devido ao efeito pelicular pode ser representado na Figura 5.4

Figura 5.4 - Modelo completo de capacitor com três fontes de perdas.



Fonte:[37].

As resistências apresentadas na Figura 5.4 têm suas definições como:

**Resistência Real em Série  $R_S$ :** Ela aparece representada em série com a capacitância  $C$  na Figura 5.4. Ela tem seu valor desprezado em médias e baixas frequências, devido ao seu valor muito pequeno, na ordem de  $m\Omega$ . A resistência  $R_S$  tem valor significativo em altas frequências que é quando o efeito pelicular provoca o aumento dos valores. Esse efeito contribui com o fator  $D_1$  na tangente de perdas total  $D$ , o qual  $D_1$  é relacionado a  $\omega CR_S$ .

**A Resistência de Fuga  $R_L$ :** Ela é representada em paralelo com o capacitor  $C$  na figura 5.4, e é a resistência do capacitor em regime DC, sua resistência possui um valor alto na ordem de  $G\Omega$ . Como, por exemplo, para capacitores de plástico, pode ser  $10^{12}$  ohms ( $G\Omega$ ) ou superior. Na tangente de perdas total ( $D$ ) seu valor é dado por  $D_2 = \frac{1}{\omega CR_L}$ . Em altas frequências esse tipo de perda é desprezado.

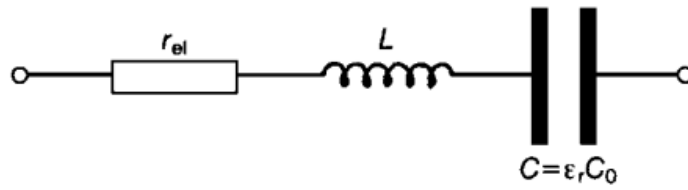
**Perdas no Dielétrico  $R_D$ :** Esse tipo de perda é causado pela mudança de orientação do dipolo com a estrutura molecular do material em um campo AC. Ela é representada em paralelo  $R_D$  associada a uma capacitância  $C_B$ , e aparece apenas em frequência. Dessa forma,  $D_3$  representa as perdas no dielétrico, que é dada por  $\frac{1}{\omega C_B R_D}$ . Se  $C_B$  fosse infinito,  $D_3$  seria zero, desde que por  $D_3 = \frac{1}{\omega C_B R_D}$ . Mas, é importante notar que  $D$  não será diretamente proporcional a  $\omega$ , uma vez que  $R_D(f)$  também varia com a frequência.<sup>1,37</sup>

Com a junção das perdas, podemos calcular  $D = D_1 + D_2 + D_3$  na Equação 5.7:

$$D = \omega CR_S + \frac{1}{\omega CR_L} + \frac{1}{\omega CR_D} \quad (5.7)$$

Ao representarmos o capacitor em altas frequências, devemos adicionar um indutor  $L$ , conforme a Figura 5.5. Pois além das perdas no dielétrico e as perdas do eletrodo metálico do capacitor ( $r_{el}$ ), em altas frequências deve-se levar em conta as perdas por indutâncias parasitas do capacitor. Quando  $\tan\theta \ll 1$  teremos que  $C_p \cong C_s = C$ .<sup>4,36</sup>

Figura 5.5 - Modelo de capacitor para alta frequência.



Fonte: [36].

A impedância para altas frequências é definida na Equação 5.8 abaixo:

$$Z = r_{el} + j\omega l - \frac{j}{\omega C} \quad (5.8)$$

onde  $r_{el}$  é a resistência elétrica equivalente em série.

## 6. CERÂMICAS DIELÉTRICAS

Os materiais cerâmicos são encontrados abundantemente no campo da eletrônica como nos capacitores ou isoladores. Estes materiais são feitos de no mínimo dois elementos e sua aplicação vai depender das características a qual o projeto final visa atender. Para atender demandas capacitivas se faz necessário uma permissividade elétrica relativa muito alta com baixas perdas. Mas já para o uso como isolador se faz necessário uma permissividade baixa e baixas perdas também. Com a chegada das tecnologias de alta frequência das redes de telecomunicação, a baixa perda se tornou algo vital, pois as perdas de energia no dielétrico são diretamente proporcionais à frequência, dessa forma, um dielétrico com o mínimo de perda se tornou uma demanda indispensável.<sup>31</sup>

Os dielétricos mais utilizados devido às suas altas permissividades dielétricas são o Titanato de Bário ( $\text{BaTiO}_3$ ) e o óxido de Titânio ( $\text{TiO}_2$ ), usualmente dopado com Estrôncio (Sr) entre outros elementos. A dopagem tem por finalidade eliminar ou deslocar as temperaturas de transição de fase.<sup>28</sup> A permissividade dielétrica relativa ( $\epsilon_r$ ) destes materiais cerâmicos atingem altos valores de variação na faixa de 5 até 20000 e a capacitância também tende a ter uma variação devido a temperatura apresentando valores na faixa de 0,0001 %/°C a 1 %/°C.

Os dielétricos são divididos comercialmente em classes levando em consideração sua permissividade e fator de dissipação.<sup>38</sup>

- Na classe I, estão as cerâmicas de baixa e média permissividade com  $\epsilon_r$  no valor de 0 a 500 e fator de dissipação menor que 0,003. Esta classe é mais conhecida comercialmente pela sigla COG.
- Na classe II, estão os dielétricos com alta permissividade baseados em ferroeletricidade. Sua permissividade  $\epsilon_r$  vai de 1000 a 20.000 e nessa classe os dielétricos variam mais com a temperatura, campo elétrico e frequência quando comparados com a classe I. Seu fator de dissipação é de 0,03 e pode variar com a temperatura. Essa classe é conhecida comercialmente pela sigla X7R
- Na classe III, os dielétricos dos dispositivos têm camadas de barreiras. Cada grão no dielétrico tem um núcleo condutivo e uma camada isolante dado através do processo de redução reoxidação. Ao aplicar uma tensão sobre o material dielétrico, o campo elétrico resulta em alta capacitância, quando operado em



baixa tensão (<25 V). Devido a esses processos diferenciados de funcionamento e fabricação estes capacitores são muito diferentes das cerâmicas dielétricas usualmente encontradas.<sup>1,38</sup>

Os materiais cerâmicos capacitivos utilizados em missões espaciais têm como base o BaTiO<sub>3</sub> e se enquadram na classe II de cerâmicas comerciais.

Como vimos anteriormente, a temperatura tem um resultado significativo nas características do material. Os materiais ferroelétricos, da mesma maneira que os ferromagnéticos, obedecem à lei de Curie-Weiss, que relaciona a temperatura juntamente da temperatura de Curie, conforme Equações 6.1 abaixo:<sup>31</sup>

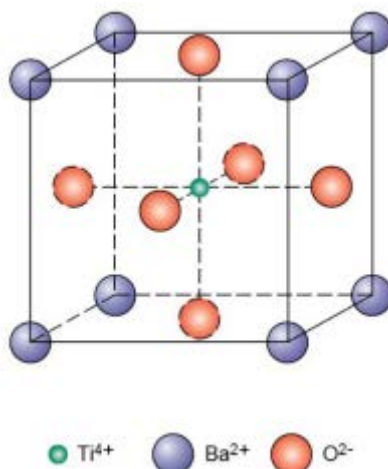
$$\chi_{diel} = \chi_{mag} = \frac{C}{T-T_c} \quad (6.1)$$

onde  $\chi_{diel}$  e  $\chi_{mag}$  são a suscetibilidade dielétrica e magnética, respectivamente. C é uma constante (que depende de cada material) e T<sub>c</sub> a temperatura de Curie do material.

Os materiais ferromagnéticos e ferroelétricos possuem demasiada semelhança entre eles. Em temperaturas acima da temperatura de Curie (T<sub>C</sub>) existe uma desordem em relação aos momentos magnéticos, ou seja, o material ferromagnético se comporta da mesma maneira que um material dielétrico na fase paraelétrica. À medida que a temperatura estiver abaixo de T<sub>C</sub>, a indução magnética tende a alinhar os domínios magnéticos na mesma direção, e nessa fase ele comporta de maneira semelhante ao material dielétrico na fase ferroelétrica. A fase desta transição se dá na temperatura de Curie (T<sub>C</sub>), como já mencionado, e quanto mais alto o valor da T<sub>C</sub> melhor é o resultado do alinhamento do campo elétrico ou magnético.<sup>31</sup>

O BaTiO<sub>3</sub> foi descoberto durante a segunda guerra mundial e foi o primeiro material artificial baseado em óxido metálico a se observar a ferroeletricidade. E ainda continua sendo utilizado até os dias atuais como dielétrico.<sup>1,38</sup> O BaTiO<sub>3</sub>, devido a sua alta permissividade dielétrica, é o dielétrico cerâmico mais utilizado na construção de capacitores. Ele apresenta uma estrutura cristalina *Perovskita*, apresentada na figura 6.1.<sup>1,29,38</sup>

Figura 6.1 – Estrutura Cristalina no formato de Perovskita.



Fonte [29].

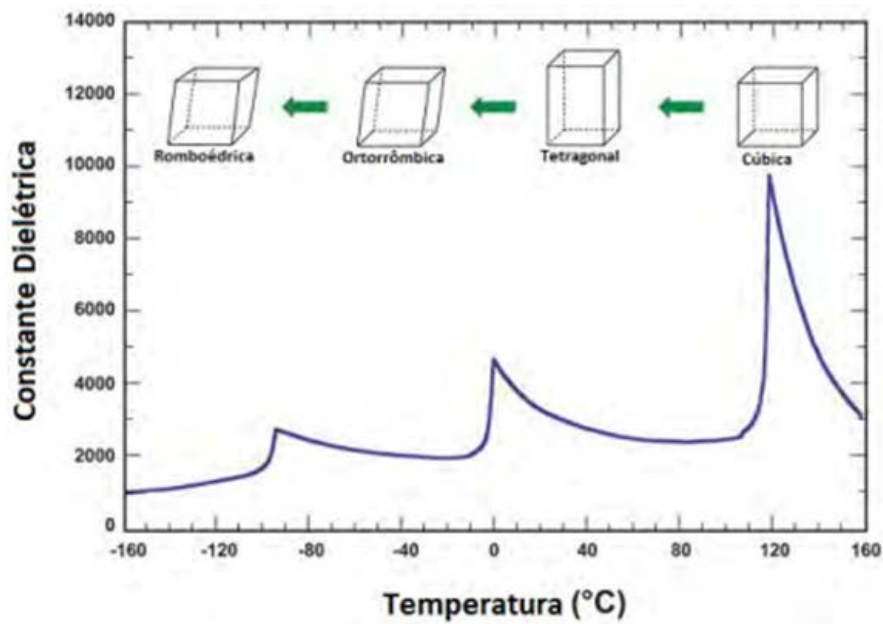
O termo Perovskita se origina de um mineral raro na natureza, o Titanato de Cálcio e é utilizado para nomear um grupo de cristais que apresenta a mesma estrutura cristalina.<sup>32</sup> Devido a esta estrutura cristalina, o BaTiO<sub>3</sub> apresenta a ferroeletricidade. A ferroeletricidade também está diretamente relacionada com a microestrutura como: tamanho e distribuição de grãos, densidade, tamanho, porosidade, distribuição de poros, impurezas entre outros.<sup>39</sup>

Ao aquecer o BaTiO<sub>3</sub> acima de sua temperatura de Curie (120°C), sua célula que antes era tetragonal torna-se cúbica. Porém ao adicionar alguns elementos dopantes em sua estrutura, nota-se uma mudança em sua T<sub>C</sub>. Com a adição de 80% de estrôncio há uma queda de 120 °C para -190 °C da T<sub>C</sub> (80 % de Sr e 20 % de Ba), e com 75% de bário e 25% de estrôncio, alcança-se um T<sub>C</sub> de 15 °C. Com a adição de outros elementos como o Zircônio, T<sub>C</sub> pode alcançar a temperatura ambiente (20 °C a 30 °C).<sup>4,9,29,40</sup>

Materiais ferroelétricos são materiais sensíveis ao campo elétrico. Quando submetidos à determinada temperatura e tensão, deve-se levar em consideração uma não linearidade que pode ser necessária para determinados projetos. Um bom exemplo é o composto a base de BaTiO<sub>3</sub>, que traz essa não linearidade decorrente da variação da permissividade com a tensão, que é um requisito importante para geração de faixas de RF ou sólitons em microondas, mas cuja característica não-linear pode ser perdida em altas temperaturas.<sup>1,35,40,41</sup>

O BaTiO<sub>3</sub> ainda apresenta outras propriedades dielétricas devido a outras estruturas cristalinas que o mesmo pode demonstrar, dependendo das condições externas de temperatura. Ele tem três transições de fase, que varia de acordo com a temperatura: de romboédrica para ortorrômbica (-90 °C), de ortorrômbica para tetragonal (5 °C) e de tetragonal para cúbica (120 °C), as transições de fases podem ser vistas na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Transição de Fase do BaTiO<sub>3</sub>.



Fonte: [1].

## 7. METODOLOGIA

As amostras cerâmicas BSZT caracterizadas neste trabalho foram sintetizadas pelo Laboratório de Cerâmicas Avançadas (LCA) da Unifesp, no campus de São José dos Campos. Estas amostras cerâmicas formam os capacitores não-lineares quando colocados entre dois eletrodos metálicos e submetidos aos testes de caracterização citados nos próximos subcapítulos.

### 7.1 Síntese das amostras cerâmicas

Pode-se descrever a sinterização como método no qual pós compactados, materiais cristalinos ou não, são tratados de forma térmica a fim de resultar em um único sólido. Após este processo, se todos os constituintes permanecerem sólidos, o resultado será uma sinterização em estado sólido. Para o processo de sinterização deve-se levar em conta algumas variáveis como: tempo utilizado, temperatura de processamento, distribuição e tamanho de partículas do pó cerâmico e composição do sistema, incluindo aditivos e atmosfera do ambiente e controle de pressão. Desta forma, combinando densificação e crescimento de grão chega-se na variação microestrutural que resulta no processo de sinterização.<sup>42</sup>

Durante o processo, o comportamento dos materiais cerâmicos ficam divididos em três estágios: inicial, (estágio o qual decorre a formação dos contornos de grão, e arredondamentos dos poros abertos interconectados); intermediário (onde se verifica um grande fechamento de poros e densificação), e o estágio final (onde decorre um acentuado crescimento do tamanho de grão e fechamento de poros residuais).<sup>42</sup>

As amostras BSZT foram sinterizadas no laboratório da UNIFESP, elas foram dopadas com diferentes concentrações de estrôncio, com a formulação  $Ba_{(1-x)}Sr_{(x)}(Zr_{0,2}Ti_{0,8})O_3$ , onde 05%, 20% e 30% de estrôncio são uma razão com o Bário no sitio A de uma cerâmica  $ABO_3$  para as amostras 05BSZT, 20BSZT e 30BSZT, respectivamente.

### 7.2 Procedimento experimental

Para verificar a não-linearidade das amostras BSZTs, três caracterizações elétricas foram realizadas, conforme descrito a seguir: capacitância em função da frequência ( $C_x f$ ), capacitância em função da tensão ( $C_x V$ ) e capacitância em função da temperatura ( $C_x T$ ). Para medir a rigidez dielétrica em condições pulsadas dos capacitores cerâmicos BSZT, as amostras foram submetidas aos testes elétricos de alta tensão (BD) para avaliar este

parâmetro. Aplicando um campo elétrico intenso sobre a superfície das amostras, foi avaliada a ruptura do dielétrico, observando-se o impulso aplicado na amostra através de um osciloscópio. Como esse teste é considerado destrutivo, esta caracterização foi aplicada como último passo apenas na amostra 30BSZT.

### 7.2.1 Medida da capacitância x frequência

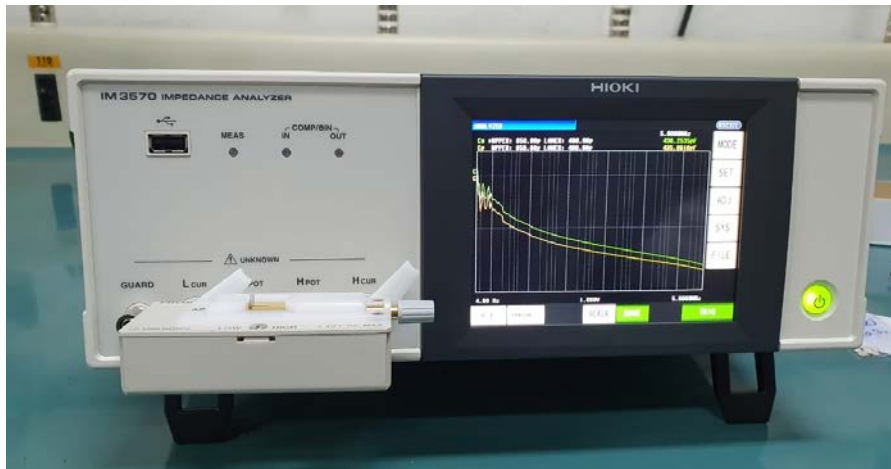
Foi utilizado um analisador de impedância RLC, da marca Hioki, modelo IM3570 para a medida da capacitância do capacitor cerâmico BSZT em função da frequência.<sup>36,41,43</sup> Sua faixa de varredura variou de 4 Hz até 5 MHz, com tensões entre 5 mV e 5 V. Através deste equipamento, foram medidos os parâmetros do capacitor,  $R_p$ ,  $R_s$ , impedância  $Z$ , ângulo de fase  $\varnothing$  e fator de dissipação ( $\tan \varnothing$ ). A amostra sob teste foi inserida num suporte próprio do equipamento, conforme a Figura 7.1. A Figura 7.2 mostra o equipamento montado mostrando uma das medidas de caracterização de  $C_x f$  realizada.

Figura 7.1 - Suporte utilizado para experimento.



Fonte: Produção do autor.

Figura 7.2 - Montagem do equipamento para experimento Cxf.

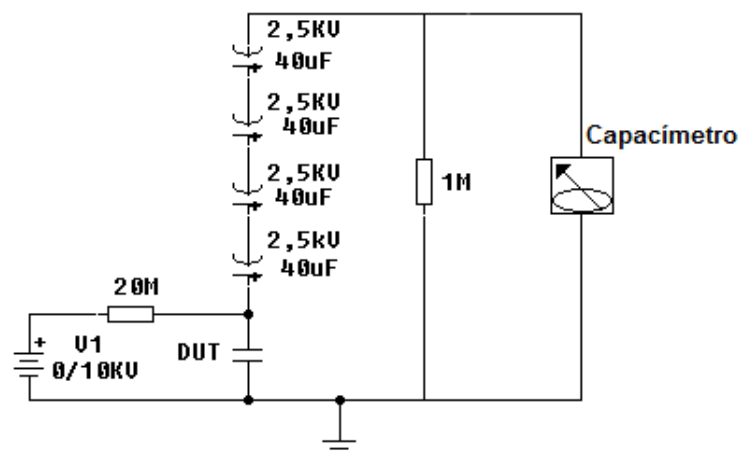


Fonte: Produção do autor.

### 7.2.2 Medida da variação de capacitância x tensão DC

Foi empregado o circuito eletrônico da Figura 7.3 para caracterizar a resposta da capacitância em função da tensão, ou seja, os parâmetros de medida  $C \times V$ . Uma fonte DC de alta tensão (Gamma HV – modelo RR10) foi usada para carregar o capacitor sob teste através de uma resistência de  $20 \text{ M}\Omega$  para limitação da corrente de entrada.

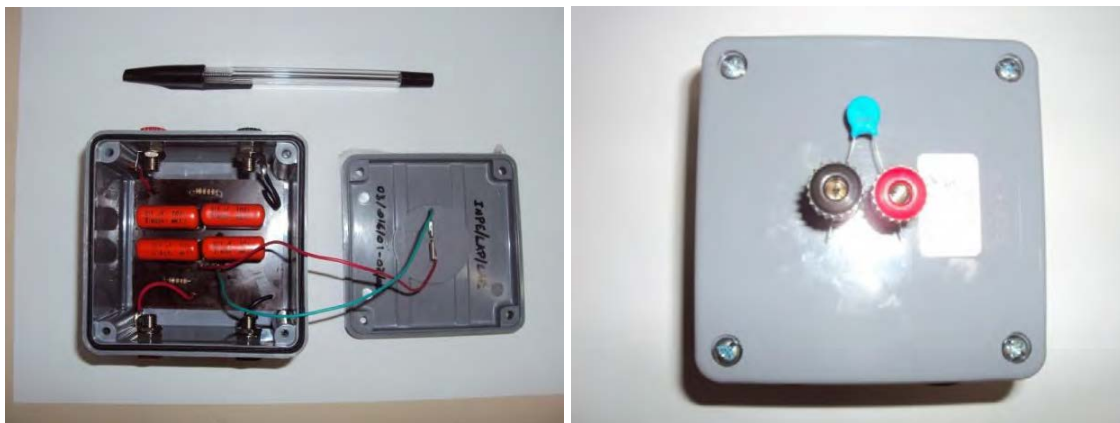
Figura 7.3 - Circuito para medida de  $C \times V$ .



Fonte: [44].

Uma capacitância linear na ordem  $10 \mu\text{F}$  foi utilizada no circuito para isolar o medidor de capacitância da fonte de alta tensão. E, por fim, foi usada uma resistência de  $1 \text{ M}\Omega$  para descarregar os capacitores após o desligamento da fonte, onde a Figura 7.4 mostra a montagem do arranjo.<sup>45,46</sup> Como a capacitância linear é muito maior que a capacitância não-linear da amostra sob teste, o erro de leitura do medidor é desprezível.

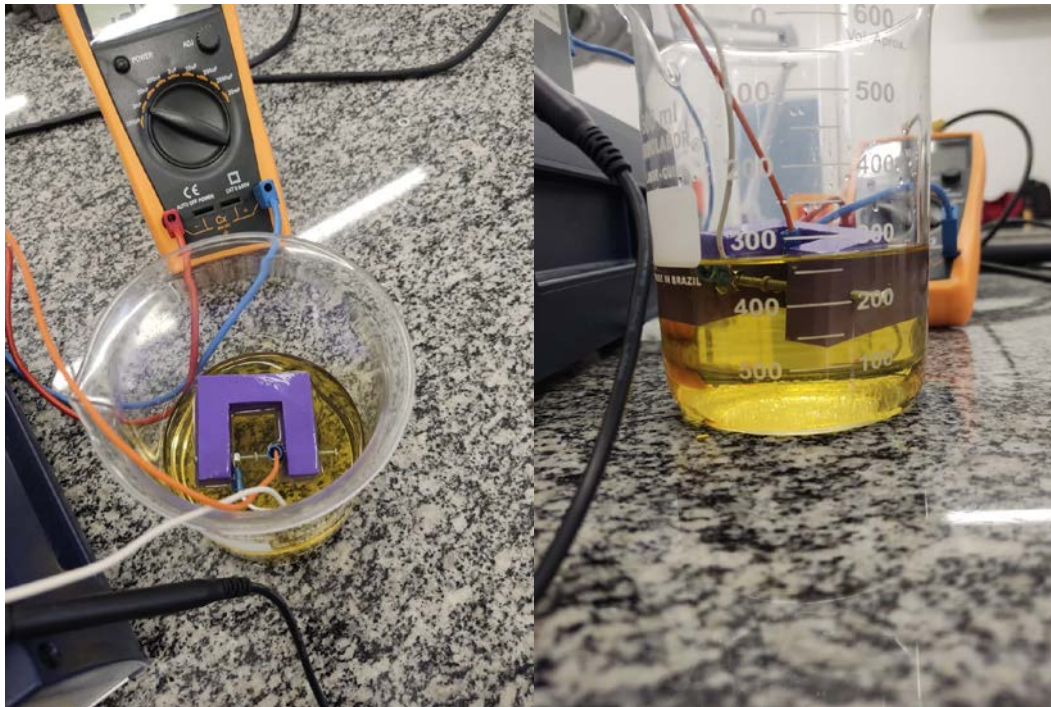
Figura 7.4 - Foto do arranjo do circuito.



Fonte: [1].

A figura 7.5(a) mostra o esquema detalhado de ligação dos aparelhos. Além da fonte DC, foi desenvolvido um suporte especial feito de plástico ABS fabricado via impressora 3D para sustentar a amostra em todos os experimentos. A amostra foi mergulhada em óleo refrigerante de transformador de alta rigidez dielétrica (de 24 a 30 kV/mm), a fim de evitar possíveis arcos elétricos que venham a danificar a amostra ou gerar riscos de arco voltaico, conforme a Figura 7.5(b).

Figura 7.5 - (a) Suporte fabricado para os experimentos. (b) Vista suporte mergulhado em Becker contendo óleo refrigerante de transformador.



(a)

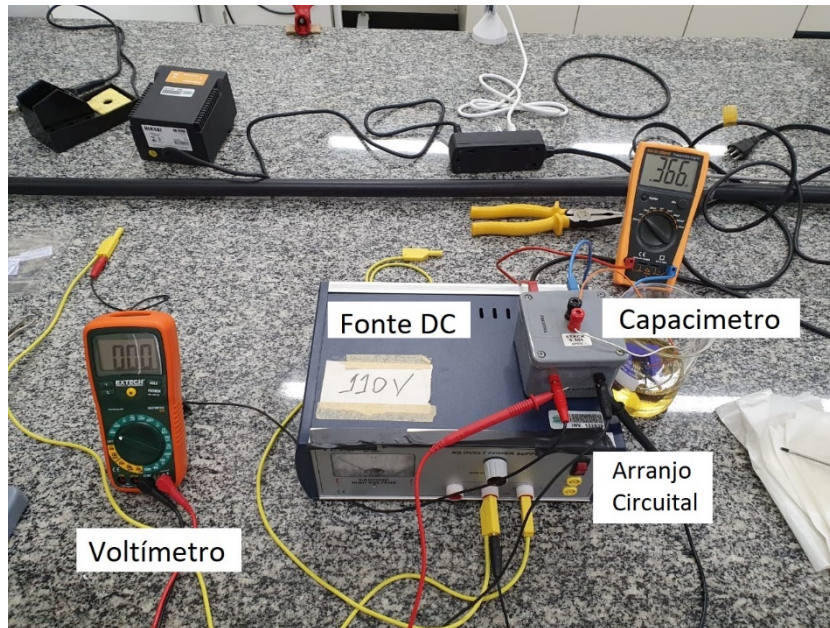
(b)

Fonte: Produção do autor.

Para obter a caracterização da amostra sob tensão, foi utilizado um voltímetro (canto inferior esquerdo) conforme a Figura 7.6. Nele foram medidas as tensões DC aplicadas na amostra, através dos cabos que saem diretamente do arranjo do circuito. O capacitímetro (canto superior direito) fazia a medição das capacitâncias da amostra sob a influência das tensões aplicadas pela fonte DC.



Figura 7.6 - Montagem do circuito utilizado para caracterização de CxV.



Fonte: Produção do autor.

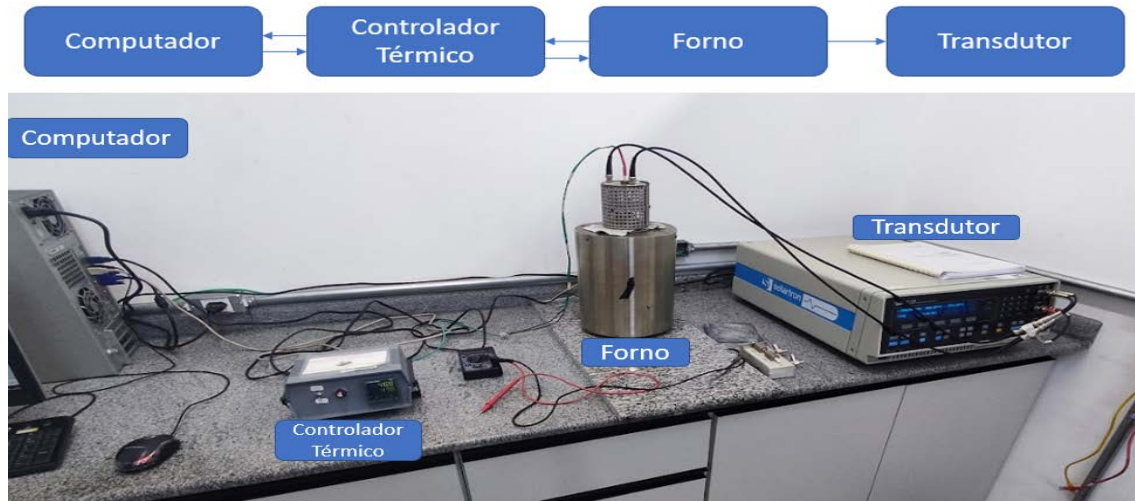
### 7.2.3 Medida da variação de capacitância x temperatura

As amostras de capacitores cerâmicos passaram pelo processo de variação de temperatura. Com o intuito de simular as temperaturas do ambiente espacial, o capacitor passou por uma variação de 25 °C até 301 °C. O processo de variação de temperatura foi ajustado por um controlador de aquecimento. Um transdutor da marca Solartron modelo SI 1260 foi utilizado para obter as medidas de variação de capacitância, conforme mostra a Figura 7.7.<sup>47-49</sup>

Através do software de controle de temperatura, os sinais são enviados para o controlador térmico que recebe os sinais e os processa para em seguida enviá-los ao forno. A temperatura é aumentada em rampa, partindo de um valor inicial de temperatura até o valor estipulado pelo software comandado pelo computador. Através do transdutor, a capacitância é medida do ponto inicial até o ponto estipulado pelo software, armazenando assim todo o comportamento das amostras do ponto de partida até o ponto pretendido. A Figura 7.7 também mostra detalhadamente a disposição dos aparelhos de medida na bancada. Finalmente, para a caracterização em baixas temperaturas (abaixo de 0 °C) foi

empregado um criostato modelo CCS-400/204 da marca JANIS cedido pelo grupo de Materiais do ICT da UNIFESP.

Figura 7.7– Esquema de medida de variação em função da temperatura.



Fonte: Produção do autor.

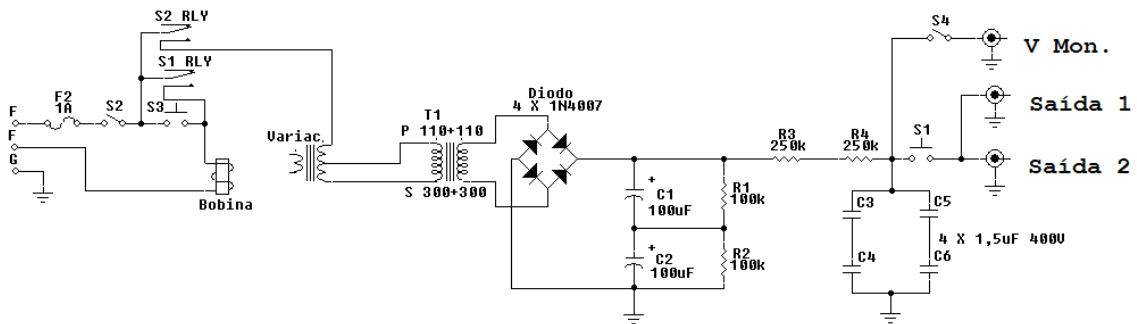
#### 7.2.4 Medida da rigidez dielétrica

Para a medida da rigidez dielétrica (BD) das amostras cerâmicas, um circuito desenvolvido testador de BD já disponível em nosso laboratório foi utilizado. Entretanto, cabe ressaltar que como as amostras são destruídas após estes testes, esta foi a última caracterização a ser feita. Este método de medida do BD é diferente das outras 3 medidas já apresentadas, as quais fornecem uma curva característica do dielétrico tais como CxT, CxV e Cxf. Neste caso, é necessária uma análise estatística, chamada de Weibull, para se calcular a tensão média de BD e o seu desvio padrão a partir de um conjunto de testes feitas em conjunto de amostras (população). Neste trabalho, foram realizados disparos com 10 amostras apenas da composição 30BSZT.

As amostras cerâmicas BSZTs fornecidas não possuem especificações das tensões de BD ou de ruptura em condições pulsadas, tornando assim um dos objetivos deste trabalho, a sua determinação. Para fazer os testes BD em condições pulsadas, já se encontra desenvolvido um circuito eletrônico que produz pulsos de saída com tensão máxima de pico a pico de 60 kV. A tensão de ruptura DC dos dielétricos em tensão contínua

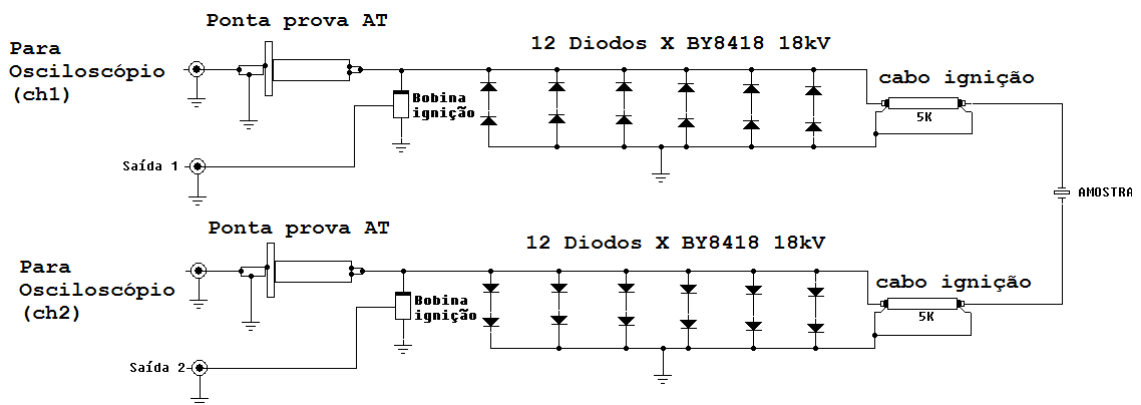
normalmente chega a ser duas a três vezes menor do que em condições pulsadas. A primeira parte do sistema é constituída de uma fonte carregadora DC, com fundo de escala em 750 V para baixa tensão. A segunda parte é composta por um pulsador de alta tensão constituído de bobinas de ignição (modelo Bosch KW 12V) para elevar a tensão de saída. Através do acionamento da chave S1, é produzido um pulso de entrada para o sistema de ignição de AT (conectado ao primário da bobina), conforme mostra a Figura 7.8. O circuito eletrônico completo para os testes de BD é representado nas Figuras 7.8 e 7.9.<sup>34</sup>

Figura 7.8 - Circuito primário para a produção do pulso na entrada da bobina de ignição.



Fonte: [45].

Figura 7.9 - Circuito secundário para produção do pulso de alta tensão.



Fonte: [45].

Para executar os testes de BD, as amostras foram colocadas em um suporte com eletrodos metálicos, constituindo o capacitor cerâmico a ser caracterizado, visto na Figura 7.10(a). O suporte foi colocado em um recipiente de óleo de transformador de alta rigidez dielétrica (de 24 a 30 kV/mm) para que não ocorra a descarga superficial entre os eletrodos pelo ar, uma vez que a rigidez dielétrica do ar (ordem de 3 kV/mm) é muito menor que a rigidez das amostras a serem testadas, visto na Figura 7.10(b). Além disso, as amostras foram fixadas no suporte, de tal forma que os eletrodos cilíndricos de pequeno diâmetro (5 mm) pressionem o dielétrico BSZT para não haver centelhamento entre a superfície do dielétrico e os próprios eletrodos e que a capacitância da estrutura formada seja da ordem de nF.<sup>29</sup>

Figura 7.10 - (a) porta amostras (b) recipiente contendo óleo de transformador.



(a)

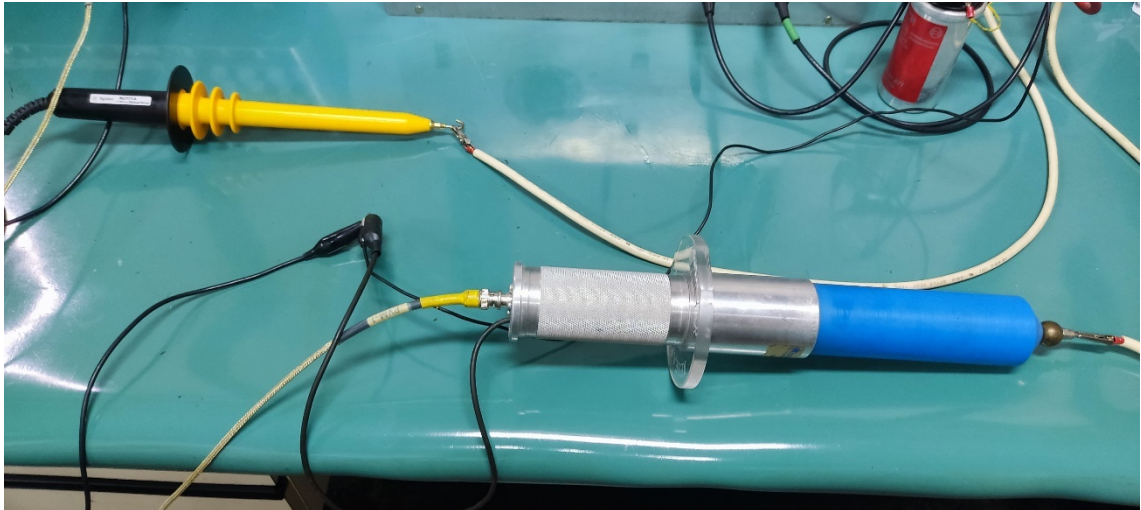
(b)

Fonte: Produção do autor.

Foram utilizadas duas pontas de prova de alta tensão para obter os valores de entrada de tensão vindos da fonte, visto na Figura 7.11. As pontas de prova foram conectadas diretamente em um osciloscópio da Agilent DS09104A para analisar o formato do pulso de saída de AT do experimento aplicado entre os eletrodos na amostra. Em adição, um multímetro foi acoplado a fonte DC de carregamento para ajustar a tensão aplicada no primário da bobina de ignição, responsável pela elevação da tensão de

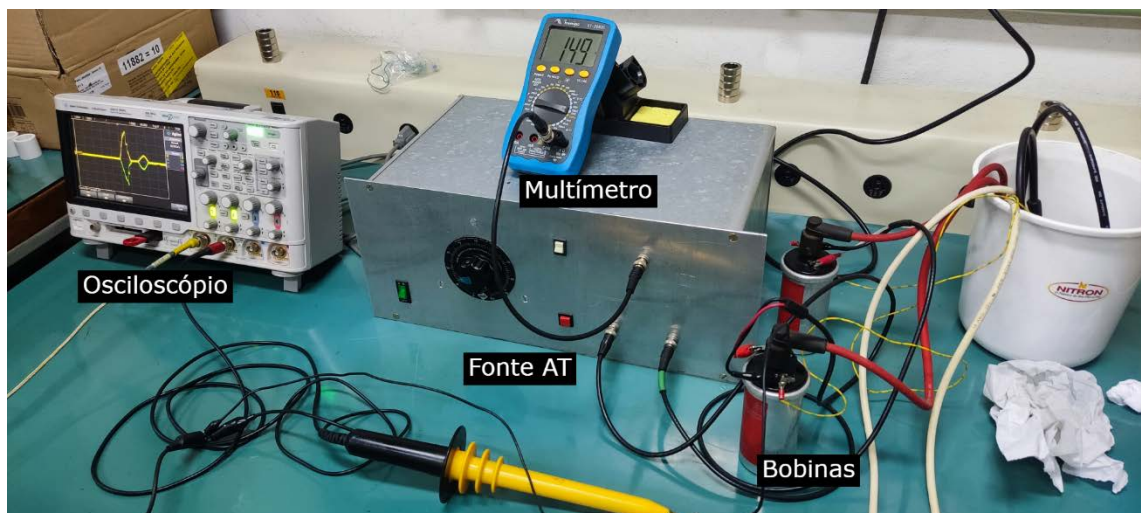
saída aplicada a amostra. A Figura 7.12 mostra uma foto da bancada com a montagem final do experimento usado para o teste de BD.

Figura 7.11 - Pontas de prova de alta tensão utilizadas para obtenção de parâmetros elétricos.



Fonte: Produção do autor.

Figura 7.12 – Montagem do experimento em bancada de teste.



Fonte: Produção do autor.

### 7.2.5 Distribuição Weibull com dois parâmetros

A distribuição Weibull é uma distribuição de probabilidade contínua, que pode ser usada em diversas áreas para calcular a taxa de falha ou o tempo de vida média da população analisada, como equipamentos, dispositivos, componentes, amostras, etc<sup>1</sup>. Para esta análise, foi utilizada a função densidade de probabilidade (fdp) a qual possui dois parâmetros que são constantes positivas  $\eta$  e  $\beta$ . A constante  $\eta$  é o parâmetro de escala e  $\beta$  é o parâmetro de forma.<sup>34,43,50</sup> Logo, através dos parâmetros  $\eta$  e  $\beta$  obtemos a fdp, conforme Equação (7.1).

$$f(t) = \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1} e^{-\left(\frac{t}{\eta}\right)^\beta} \quad (7.1)$$

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

Em casos de testes de ruptura, a distribuição Weibull (WB) é empregada no cálculo da probabilidade de ocorrência da falha do dielétrico para uma determinada tensão aplicada. A função WB é mais utilizada nesse caso por apresentar uma melhor aproximação para o desempenho da tensão de ruptura do dielétrico quando em condições pulsadas ou DC. Ela é simbolizada pelos parâmetros  $\beta$  e  $\eta$  [1] como:

$$f_i(\eta) = 1 - e^{-\left(\frac{\eta}{\eta_c}\right)^\beta} \quad (7.2)$$

$f_i(\eta)$  é a probabilidade de falha do dielétrico em condições pulsadas ou DC para uma amostra da ordem  $i$  com rigidez dielétrica  $\eta$  do material em kV/mm e  $\eta_c$  é a rigidez dielétrica característica. É interessante notar que para  $\eta = \eta_c$  em (7.2),  $f_i = 0,632$ , mostrando que para uma rigidez dielétrica do material igual a  $\eta_c$ , 63,2% das amostras apresentaram falha de ruptura.

Através do processo de linearização, pode-se traçar a distribuição exponencial de WB numa escala linear. Isso pode ser feito adequando a Equação 7.3 da seguinte forma:

$$-1 + fi(\eta) = -e^{-\left(\frac{\eta}{\eta_c}\right)^\beta} \quad (7.3)$$

Em seguida calcula-se o logaritmo neperiano da Equação 7.4 como:

$$\ln[1 - fi(\eta)] = -\left(\frac{\eta}{\eta_c}\right)^\beta \quad (7.4)$$

Após multiplicar ambos os lados da Equação 7.4 por -1 e aplicando-se novamente o logaritmo neperiano em ambos os lados, obteremos:

$$\ln\{-\ln[1 - fi(\eta)]\} = \beta \ln(\eta) - \beta \ln(\eta_c) \quad (7.5)$$

Dessa forma, por analogia com a reta definida por  $y = A + Bx$ ,  $x$  e  $y$  são coordenadas em:

$$y = \ln\{-\ln[1 - fi(\eta)]\} \quad (7.6)$$

$$x = \ln(\eta) \quad (7.7)$$

Sendo A e B os valores dados por:

$$B = \beta \quad (7.8)$$

$$A = -\beta \ln(\eta_c) \quad (7.9)$$

Quanto à rigidez dielétrica  $\eta$  no material na ruptura, deve-se calcular como  $V/d$ , onde  $V$  é a tensão de ruptura aplicada e  $d$  é a espessura do dielétrico. Como inicialmente para um determinado conjunto de dados experimentais não se conhece os parâmetros  $\eta_c$  e  $\beta$  da distribuição WB, não se pode calcular  $fi(\eta)$  através da Equação (7.1). Para efetuar esse

cálculo, usa-se o método conhecido como ordem mediana (Median Rank) que faz o cálculo da probabilidade de falha  $f_i$  para cada rigidez dielétrica de ruptura  $\eta$  de uma determinada amostra de ordem  $i$ . Este método utiliza uma formula aproximada (Bernard's approximation), apresentada a seguir:<sup>1</sup>

$$f_i(\eta) = \frac{i(\eta)-0,3}{N+0,4} \quad (7.10)$$

onde  $i(\eta)=1,2,3,\dots,N$  é a  $i$ -enésima amostra num total de  $N$  unidades e na qual a ordem  $i$  é definida em função da rigidez dielétrica crescente das amostras. Dessa forma, para um valor mínimo de rigidez dielétrica para uma amostra,  $i(\eta)=1$  e para um valor máximo  $i(\eta)=N$ . Ao utilizar as Equações (7.6) e (7.7), pode-se traçar os pontos  $y$  e  $x$  num gráfico logarítmico a partir do cálculo da mediana (7.10) e da medida de ruptura  $\eta$  da amostra  $i$  feita durante o teste de BD. Os pontos obtidos  $x$  e  $y$  geralmente seguem uma aproximação boa da distribuição de WB linearizada, onde se usa uma ferramenta matemática (linear fit) de um programa gráfico para se traçar uma reta para um melhor ajuste linear. Neste experimento foi utilizado o software Excel para o traçado desta reta. A ferramenta de ajuste linear fornece o parâmetro  $A$  e o coeficiente angular  $B$  da reta, resultando na formula  $y=A + Bx$ , de acordo com as Equações (7.8) e (7.9). Com esses resultados, pode-se calcular diretamente parâmetro  $\beta$  da Equação (7.8) e  $\eta_c$  através da Equação (7.9) como:<sup>1</sup>

$$\eta_c = e^{-\left(\frac{A}{B}\right)} \quad (7.11)$$

Através de uma formulação baseada em análise estatística para a função WB, calcula-se a rigidez dielétrica média para um grupo de amostras testadas. O cálculo não será demonstrado aqui, porém dado em [51], onde o valor médio de  $\eta_{AV}$  é dado através da função gama ( $\Gamma$ ) e dos parâmetros de  $\eta_c$  e  $\beta$ , como



$$\eta_{AV} = \eta_c \left[ \Gamma \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) \right] \quad (7.12)$$

onde a função gama  $\Gamma$  é um valor tabelado em função dos valores de  $(1+1/\beta)$ <sup>52</sup>. Por último o desvio padrão do valor médio de rigidez dielétrica calculado das amostras é obtido através da equação abaixo encontrada em análise estatística para função WB<sup>51</sup>:

$$\delta = \eta_c \left\{ \Gamma \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) - \left[ \Gamma \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (7.13)$$

## **8 RESULTADOS E DISCUSSÕES**

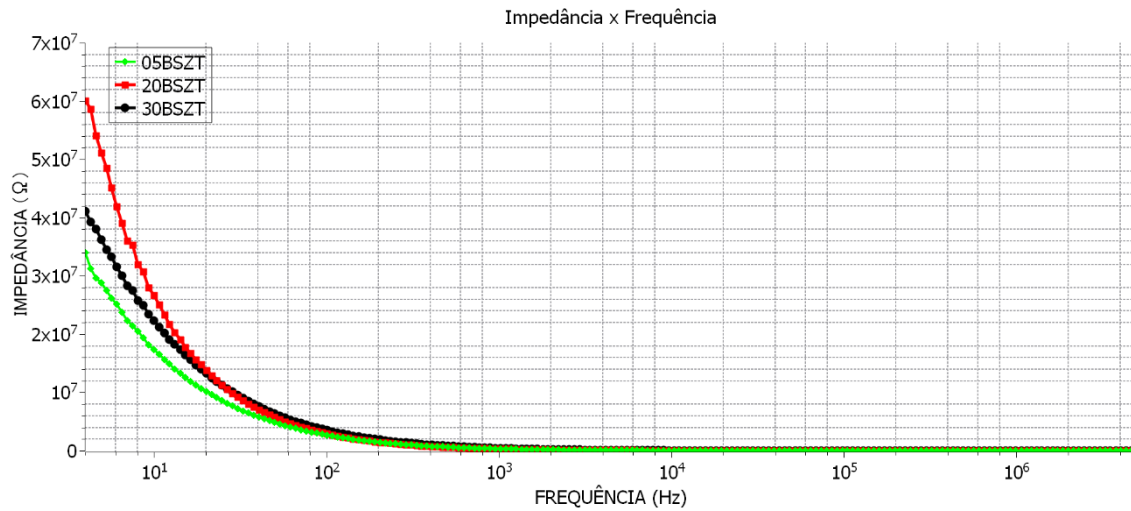
Como visto anteriormente, para aplicação das amostras em uma LTNL, elas devem apresentar um alto fator de não-linearidade, principalmente em termos de CxV. Portanto, fazer uma caracterização das amostras para analisar o comportamento de C com a tensão, frequência e temperatura, bem como quantificar a rigidez dielétrica do material sinterizado se faz necessária. Dessa forma, nesse capítulo é mostrado o comportamento das amostras 05BSZT, 20BSZT e 30BSZT nos experimentos de Cxf, CxV, CxT e de BD, por último, onde é apresentada a estatística de Weibull apenas para a amostra 30BSZT, pois se trata de um teste destrutivo.

### **8.1 Medida da capacitância x frequência**

Como mencionado anteriormente, os capacitores têm um comportamento diferente dependendo da faixa de frequência com a qual ele está operando. A caracterização em função da frequência tem por intuito definir a resposta do capacitor em determinadas faixas de frequência. Devido à queda linear de sua impedância (sob a variação de frequência) quando utilizado em média e alta frequência, o capacitor cerâmico é o componente mais utilizado para aplicações nessa faixa, além de ter um baixo fator de perdas. A Figura 8.1 mostra o comportamento impedância (eixo y) das três amostras quando submetidas a variação de frequência (eixo x).

As três amostras mostraram o mesmo comportamento, onde se nota um decaimento da impedância com o aumento da frequência na Figura 8.1, com uma queda já acentuada baixas frequências da ordem de 40 Hz. Dessa maneira, o decréscimo do valor da impedância devido ao aumento da frequência, indica a possibilidade de um aumento da condutividade da cerâmica dielétrica. Na ordem de 400 Hz a impedância das três amostras com dopagens diferentes é praticamente a mesma.

Figura 8.1 – Curva da medida da impedância x frequência para as cerâmicas BSZT.

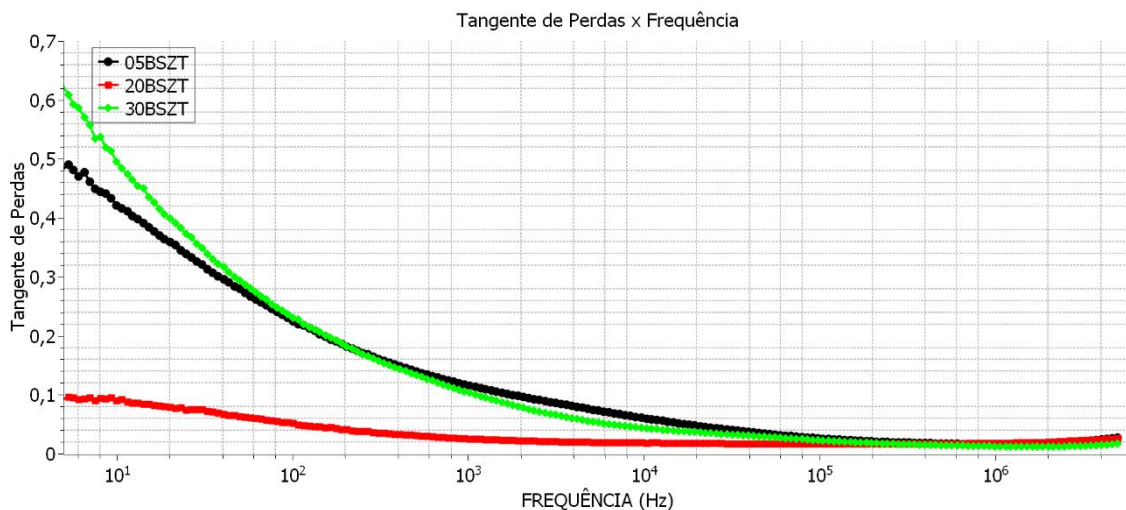


Fonte: Produção do autor.

A Figura 8.2 mostra as curvas de perdas para as três amostras em função frequência. O fator de perdas é um dado importante, pois através dele podemos caracterizar a frequência de transição de comportamento reativo capacitivo para reativo indutivo do capacitor. Esse fenômeno é chamado de frequência de ressonância, esse ponto é o momento que o capacitor apresenta a menor resistência e o maior valor de perdas. Nesse instante, ocorre a maior circulação de corrente no dielétrico, pois é o menor valor de resistência.<sup>4</sup>

Ao visualizar a tangente de perdas na Figura 8.2, nota-se que em baixas frequências o capacitor tem um fator de perdas alto e após a faixa de 40 kHz, ele atinge um patamar. Em projetos de RF, é um fator crucial que o material dielétrico trabalhe em frequências abaixo da ressonância do capacitor. Ao analisar a Equação 5.2, é possível confirmar dessa forma que com o aumento da frequência, a tangente de perdas tende a diminuir, sendo assim, inversamente proporcional a frequência.

Figura 8.2 – Tangente de perdas x frequência.



Fonte: Produção do autor.

Analisando a Equação 5.5 no Capítulo 5, pode-se reformulá-la e evidenciar  $C_s$  para obter o valor da capacitância em série (ver Equação 8.1). Dessa forma, é obtido o resultado da Figura 8.3, pois a frequência como denominador da equação, torna o resultado inversamente proporcional à capacitância, tendo assim, a queda da capacitância com o aumento da frequência.

$$C_s = \frac{\tan \phi}{\omega R_s} \quad (8.1)$$

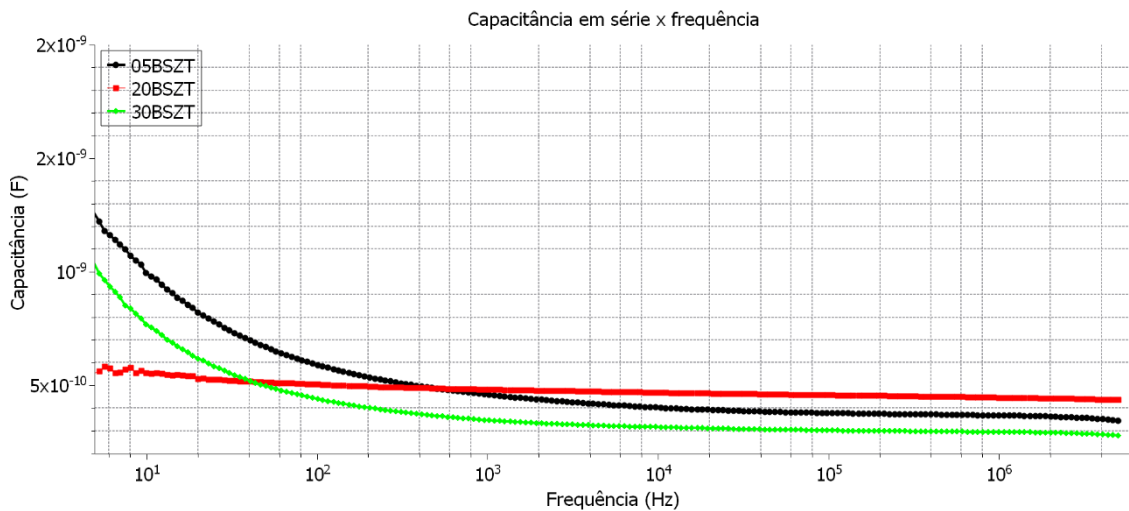
É interessante notar que ao ultrapassar a frequência de 1 kHz, a capacitância atinge um platô praticamente sem decaimento quando se compara a região de mais baixa frequência. Esse efeito é notado devido a resposta dos dipolos quando a variação da frequência de um campo elétrico aplicado excede sua frequência de relaxação, logo, os dipolos não conseguem manter a mudança na direção de sua orientação. A Tabela 8.1 apresenta a resposta de não-linearidade para cada uma das amostras, onde essa informação pode ser crucial para escolha da amostra apropriada para aplicação em uma LTNL, pois quanto maior a não-linearidade, mais vantajosa será para sua operação em uma LTNL. O cálculo para  $\epsilon_r$  é obtido através das Equações 4.7 e 4.8, em função das dimensões da amostra,

área e espessura dadas normalmente em mm. Para o cálculo do fator de não linearidade das amostras em frequência, a seguinte formulação é usada:

$$NL(V) = \frac{\varepsilon_{ri} - \varepsilon_{rf}}{\varepsilon_{ri}} \quad (8.2)$$

onde  $\varepsilon_{ri}$  é medida inicial da permissividade na frequência zero e  $\varepsilon_{rf}$  é a medida na máxima frequência. Esta mesma metodologia será usada mais adiante tanto para o cálculo do fator de não linearidade tanto em tensão como em temperatura. Nestes casos, a permissividade inicial é medida sem tensão nenhuma aplicada ou em temperatura ambiente, enquanto que a permissividade final na máxima tensão aplicada ou em máxima temperatura respectivamente.

Figura 8.3 – Capacitância em série x frequência.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 8.1 – Fator de não linearidade obtida em função da frequência.

Cxf					
Amostra	C	$\epsilon_r$	$\epsilon_r$ Pico	$\epsilon_r$ final	Fator de não-linearidade %
05BSZT	1,34E-09	6971	6971	1783	74,43
20BSZT	6,15E-10	3972	3972	2818	29,06
30BSZT	1,12E-09	6101	6101	1516	75,16

Fonte: Produção do autor.

A Figura 8.4 representa o comportamento da resistência em série com o aumento da frequência. Conforme evidenciado na Equação 5.5 no Capítulo 5, o aumento da frequência, representada por  $\omega$ , diminui a resistência em série para a representação do capacitor em altas frequências. A frequência tem resultado inversamente proporcional no valor da resistência em série. Por exemplo, considerando  $f= 10$  Hz, a tangente de perdas é igual a 0,42 para a amostra 05BSZT na Figura 8.2. Já na Figura 8.4, para  $f=10$  Hz, tem-se que  $R_s= 7$  M $\Omega$ , obtendo-se um valor de  $C_s= 0,95$  nF a partir da Equação (8.1), o que é um valor bem próximo de  $C_s$  na Figura 8.3.

Figura 8.4 – Resistência em série x frequência.



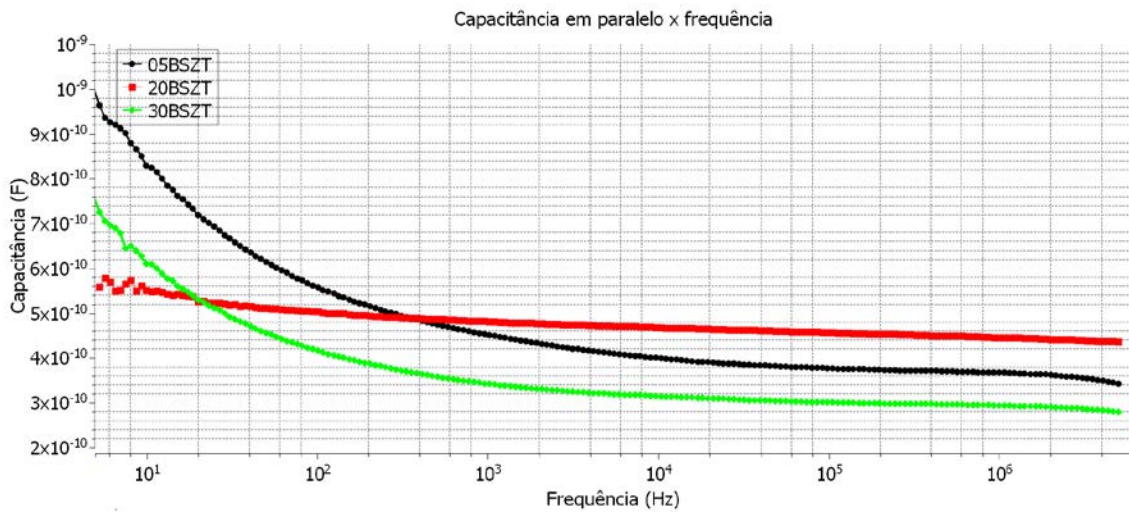
Fonte: Produção do autor.

Na Figura 8.5, é possível notar o mesmo comportamento de  $C_S$  na Figura 8.3 para a capacitância em paralelo  $C_P$ . Após 1kHz a capacitância  $C_P$  tende a se estabilizar de devido a sua pouca variação com a frequência. Através da Equação 5.3, no Capítulo 5, pode-se calcular o valor de  $C_P$ , tendo como resultado a Equação 8.2:

$$C_P = \frac{1}{\omega R_P \tan \phi} \quad (8.2)$$

Da mesma forma que  $C_S$ ,  $C_P$  tem grande influência da frequência, pois ao calcular o  $C_P$  e manter os valores de  $R_P$  e  $\tan \phi$  como constantes, o único valor a variar é a frequência. Logo, o valor de  $C_P$  será também inversamente proporcional a frequência aplicada.

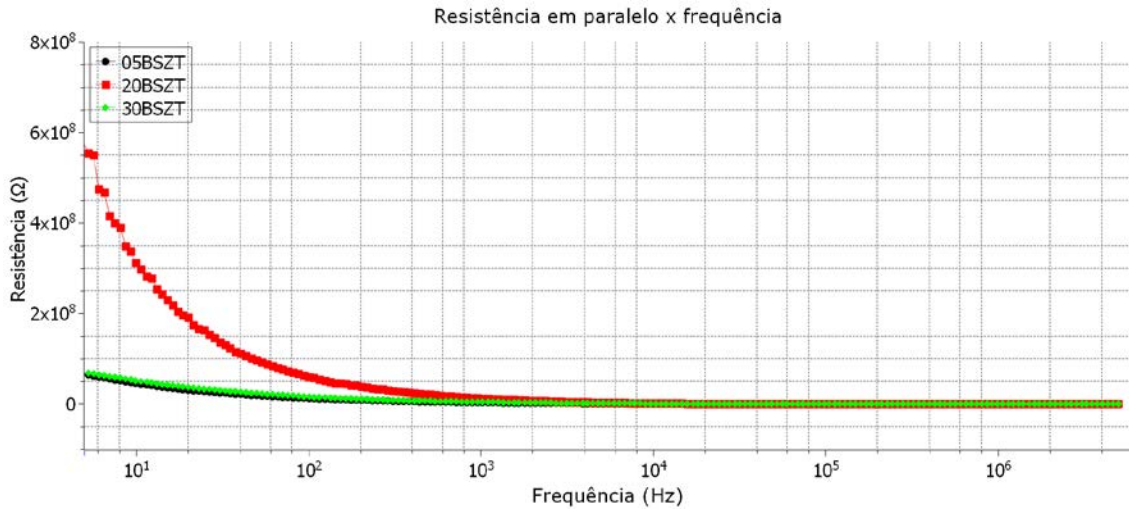
Figura 8.5 – Capacitância em paralelo x frequência.



Fonte: Produção do autor.

Por outro lado, usando-se novamente a Equação 5.3 (ver Capítulo 5), nota-se que  $R_P$  varia inversamente com a frequência, mantendo-se  $C_P$  e tangente de perdas constante, o que está de acordo com medida em frequência dada na Figura 8.6. Por exemplo, considerando novamente a amostra 05BSZT, para  $f=10$  Hz a tangente de perdas é igual a 0,42 na Figura 8.2. Já na Figura 8.6, para  $f=10$  Hz, tem-se que  $R_P=45$  M $\Omega$ , obtendo-se um valor de  $C_P=842$  pF a partir da Equação 8.2 um valor bem próximo de  $C_P$  na Figura 8.5

Figura 8.6 – Resistência em paralelo x frequência.



Fonte: Produção do autor.

## 8.2 Medida da variação de capacitância x tensão DC

As medidas CxV foram feitas com o medidor de capacitância em 1 kHz, e os valores obtidos de C, sem polarização inicial (0 V) apresentado na Figura 8.7, coincidem com os valores obtidos nas medidas de C<sub>sxf</sub> quando na faixa de 1 kHz na região do platô mostrado na Figura 8.3. Nos dielétricos à base de titanato de bário, os capacitores tendem a responder com o incremento de C em baixa tensão. Isso é notado na Figura 8.7, com a amostra 20BSZT devido ao alinhamento dipolar inicial em baixas tensões. A Figura 8.8 também mostra a variação da permissividade elétrica do dielétrico cerâmico em função da tensão, cujo parâmetro é calculado através das Equações (4.6) e (4.7), conhecendo-se as dimensões das amostras, que normalmente tem uma espessura e diâmetro padrões da ordem de 1 e 5 mm respectivamente. Após o alinhamento inicial, quando os dipolos atingem rapidamente o ponto de saturação, à medida que o campo elétrico aumenta, ocorre uma redução de C ou  $\epsilon$ , uma vez que todos os dipolos já estão alinhados. Dessa forma, logo após o alinhamento linear inicial, a capacitância ou a permissividade atingem o pico e começam a decair com o aumento da tensão.

Após a caracterização da capacitância versus tensão, foi gerada a Tabela 8.2 com os valores do fator de não-linearidade de cada uma das amostras para essa medida. Essa



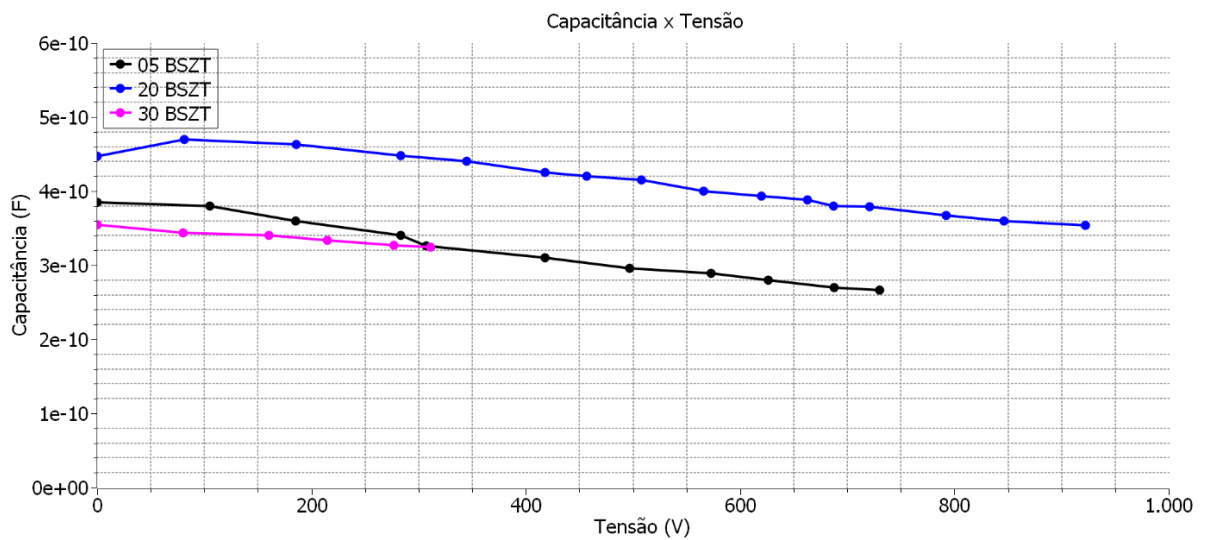
tabela elenca qual das três amostras teve o melhor desempenho, levando-se em conta o fator de não-linearidade em função da tensão, que é o principal foco desta pesquisa.

Tabela 8.2 – Porcentagem de variação do fator de Não-Linearidade para CxV.

CxV					
Amostra	C <sub>0</sub>	ε <sub>r</sub>	ε <sub>r</sub> Pico	ε <sub>r</sub> final	Fator de não-linearidade %
05BSZT	3,85E-10	2003	2003	1384	30,91
20BSZT	4,47E-10	2887	3036	2287	24,68
30BSZT	3,55E-10	1931	1931	1762	8,73

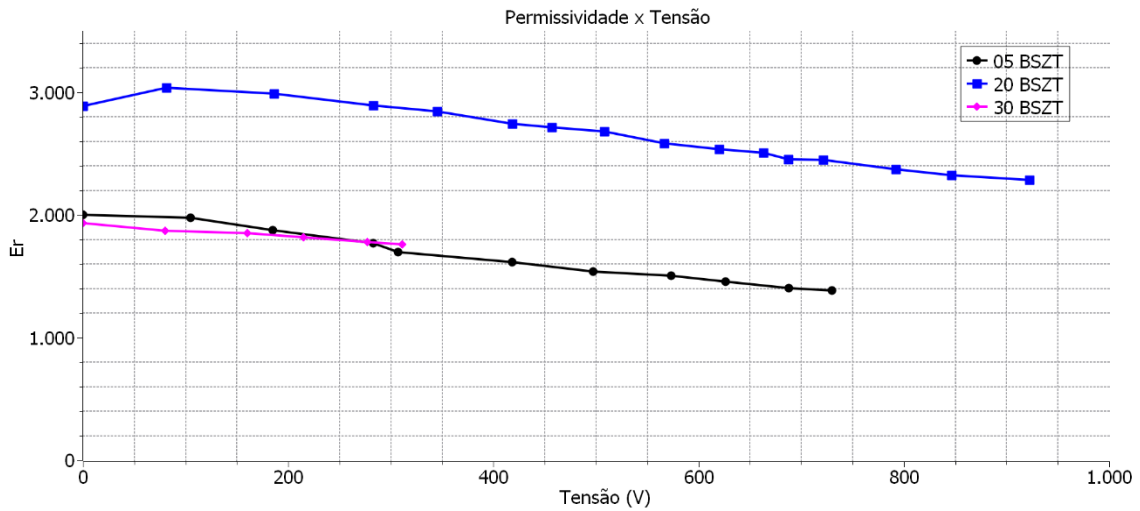
Fonte: Produção do autor.

Figura 8.7 – Medida da capacitância em função da tensão DC.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.8 – Medida da permissividade relativa em função da tensão DC.



Fonte: Produção do autor.

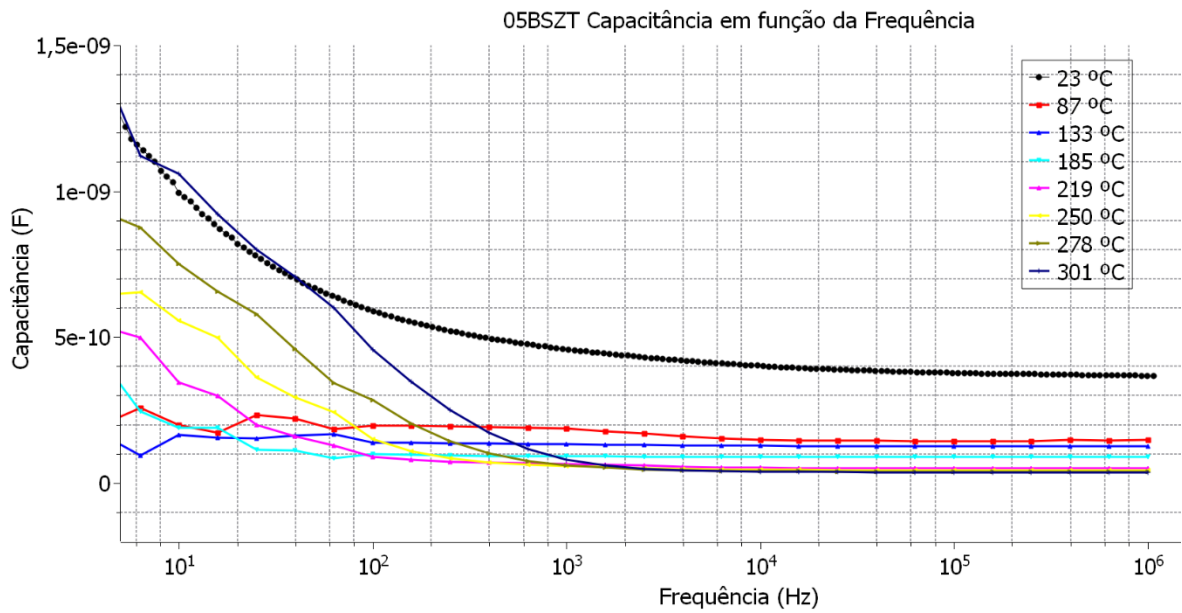
### 8.3 Medida da variação de capacitância x temperatura

Para avaliar o desempenho do material no ambiente espacial, o qual a variação da temperatura é muito alta, ele foi submetido a variação da temperatura controlada. O material foi submetido à variação da temperatura ambiente até 300°C.

A medida de temperatura é importante no trabalho, tendo em vista que diferente dos capacitores comerciais, a amostra não apresenta a curva de temperatura de trabalho, pois se trata de um material novo. Este material deve passar por variações térmicas no espaço e com a caracterização em temperatura o material poderá ter seu limite de trabalho conhecido.

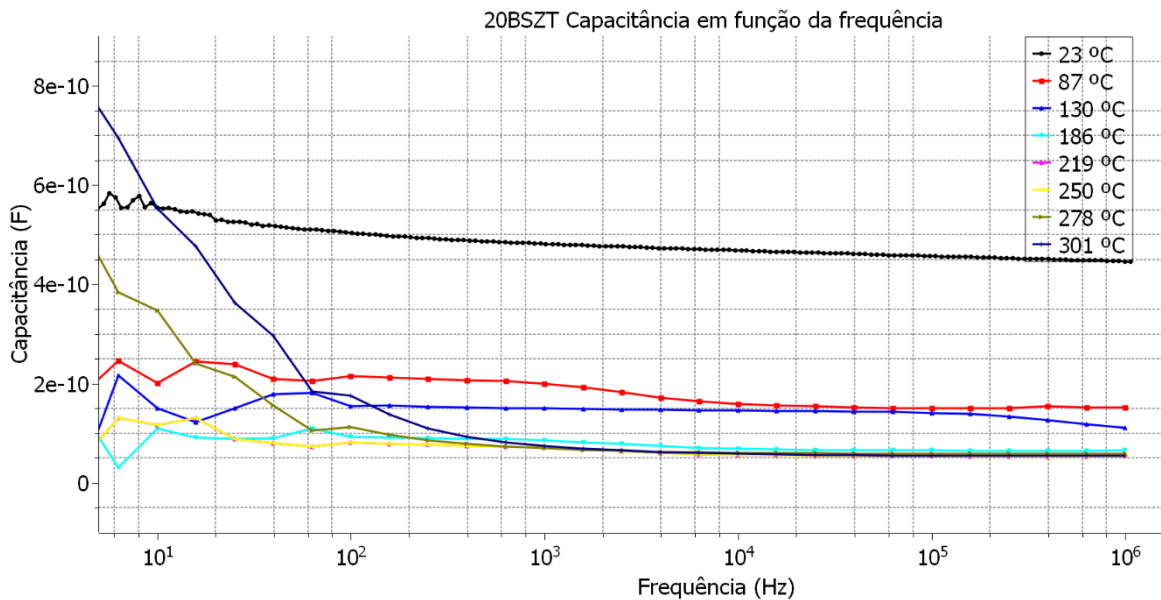
Nas Figuras 8.9 e 8.10 são observados os comportamentos das capacitâncias das amostras 05BSZT e 20BSZT, respectivamente, em diferentes temperaturas. A curva de Cxf em ambas as figuras, correspondem às curvas da Figura 8.3 para as amostras 05BSZT e 20BSZT respectivamente, obtidas na temperatura ambiente.

Figura 8.9 – Medida de capacitância em função da frequência para diferentes valores de temperatura, considerando a amostra 05BSZT.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.10 – Medida de capacitância em função da frequência para diferentes valores de temperatura considerando a amostra 20BSZT.

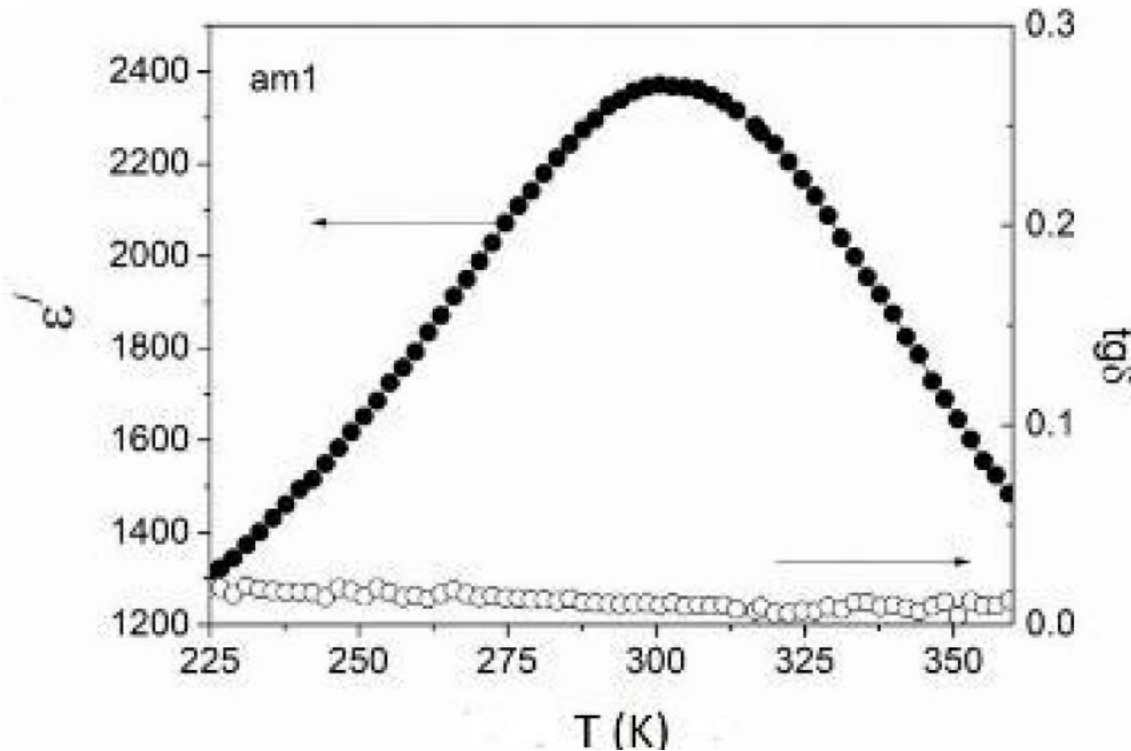


Fonte: Produção do autor.

Em ambas as amostras, pode-se notar que em baixas temperaturas a amostra tem sua capacitância na faixa de 400 pF a 100 pF para baixas frequências, e com o aumento da frequência a curva tende a uma queda e em seguida atinge um platô. Porém ao aumentar a temperatura, a partir da medida de 219 °C a capacitância decresce bastante em altas frequências para ambas as amostras, ficando abaixo de 100 pF, seguindo o mesmo comportamento da medida  $C_{xf}$  que feita com o analisador RLC da Hioki. As duas amostras demonstraram uma resposta similar em relação à capacitância a partir de 1 kHz para as temperaturas na faixa de 219 °C a 301 °C. A capacitância decresce em alta temperatura após uma transição de fase é alcançada, uma vez que os dipolos tendem a se orientar segundo ao campo elétrico aplicado, porém essa orientação é dificultada devido a vibração térmica dos átomos, logo, a polarização do dielétrico diminui com o aumento da temperatura resultando na diminuição da capacitância depois de uma transição de fase.<sup>29</sup> Ainda é possível notar uma transição de fase da amostra em baixas frequências, onde sua capacitância tende a decair em cada curva de temperatura até 186 °C e após essa temperatura,  $C$  começa a se elevar uma vez que uma transição de fase é atingida.<sup>29</sup>

Para ilustrar em detalhes a transição de fase que ocorre à 27 °C para a amostra 05BSZT, usamos um criostato para reduzir a temperatura da amostra abaixo da temperatura ambiente e medir a permissividade dielétrica da amostra, cuja caracterização é muito importante para aplicações espaciais, em que as temperaturas durante o período de sombra no dispositivo podem ficar abaixo de -40 °C facilmente. O criostato mede a permissividade dielétrica da amostra, variando a temperatura entre -48 °C e 102 °C abaixo de 10 kHz. A Figura 8.11 abaixo mostra a transição de fase medida na temperatura de 27 °C a uma frequência de 10 kHz com um pico da permissividade dielétrica próximo de 2400. Como as amostras têm diâmetro de 5 mm e espessura de 1 mm, essa permissividade corresponde a uma capacitância de cerca de 0,4 nF que coincide com o valor encontrado na Figura 8.3 para  $C_{xf}$  em 10 kHz. Além disso, observe que a tangente de perdas da amostra de cerâmica permanece menor que 0,05, mesmo em altas temperaturas.

Figura 8.11 - A transição de fase para a amostra 05BSZT mostrando a dependência da permissividade dielétrica e tangente de perdas em função da temperatura entre -48 °C e 102 °C medida no criostato.

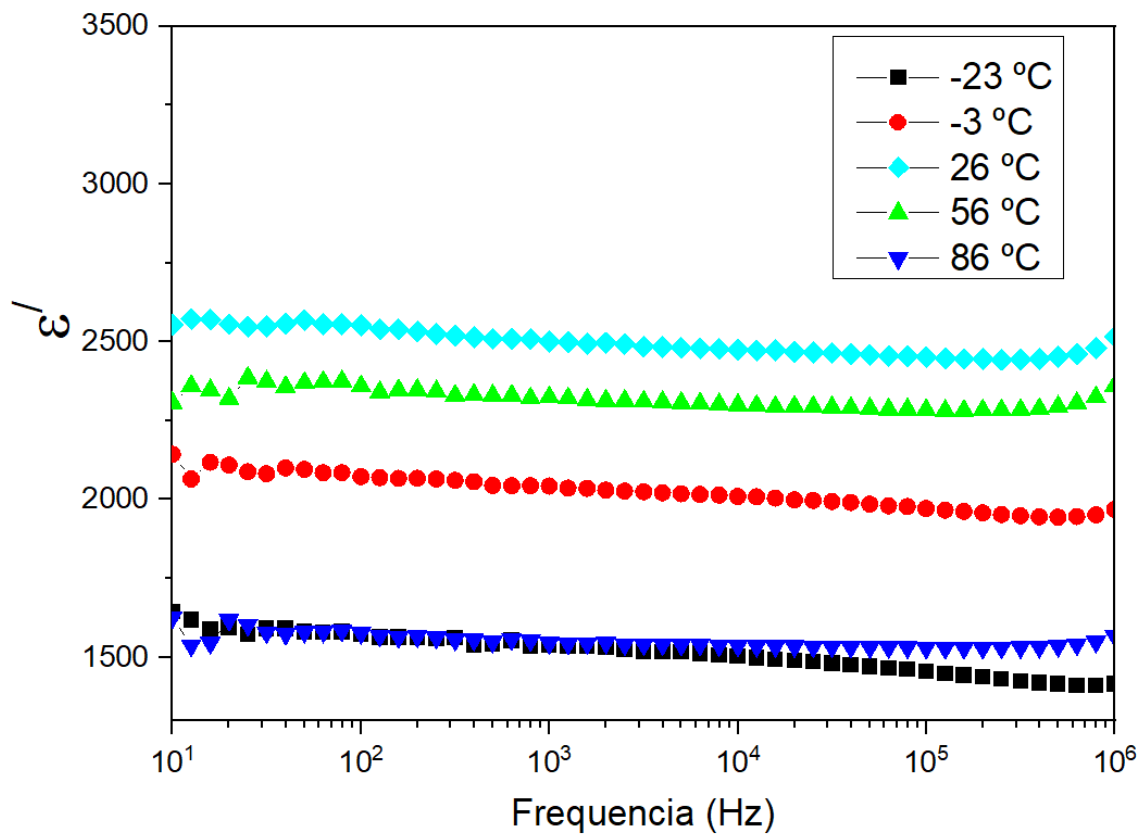


Fonte: Produção do autor.

Concluimos a medição da transição de fase variando a frequência no criostato na faixa de 10 Hz a 1 MHz em várias temperaturas diferentes: -33 °C, -3 °C, 27 °C, 57 °C, 87 °C, mostrados na Figura 8.12. Observe que a permissividade dielétrica (ou a capacitância correspondente na Figura 8.13) tende a diminuir lentamente com a frequência em todas as temperaturas medidas, sendo consistente com o que foi observado para C nas temperaturas de 87 °C e 133 °C na Figura 8.9 para a amostra 05BSZT. Além disso, observe na Figura 8.12 que a permissividade dielétrica apresenta seu valor máximo em temperatura ambiente (300 °K) na faixa de 2500-2600 em baixa frequência, diminuindo em frequências mais altas para 2400 acima de 10 kHz, como esperado. Para temperaturas acima ou abaixo da temperatura ambiente, a permissividade dielétrica (ou capacitância) é menor como observado na medida na Figura 8.11 em 10 kHz. Isto também está consistente com o valor da permissividade dielétrica ou capacitância observada nas Figuras 8.12 e 8.13, cujos valores máximos são encontrados em temperatura ambiente

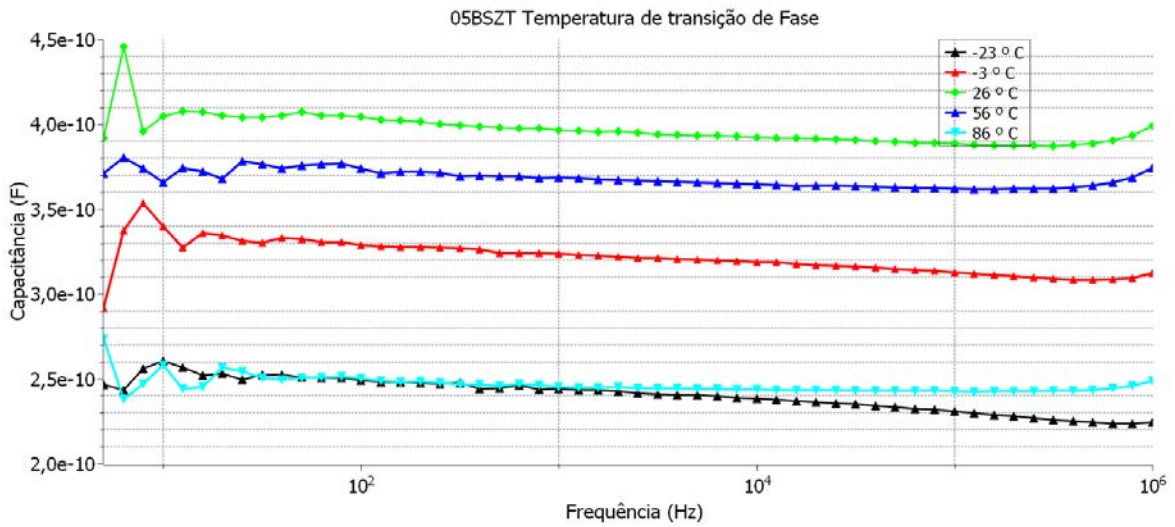
(27 °C), independente da frequência (como indicado nas Figuras 8.12, 8.13 e 8.14). Por fim, a Figura 8.14 mostra a tendência do aumento da tangente de perdas do dielétrico com a temperatura e com a frequência, como esperado.

Figura 8.312 - Variação da permissividade dielétrica da amostra 05BSZT da amostra na Temperatura de transição de fase em função da frequência.



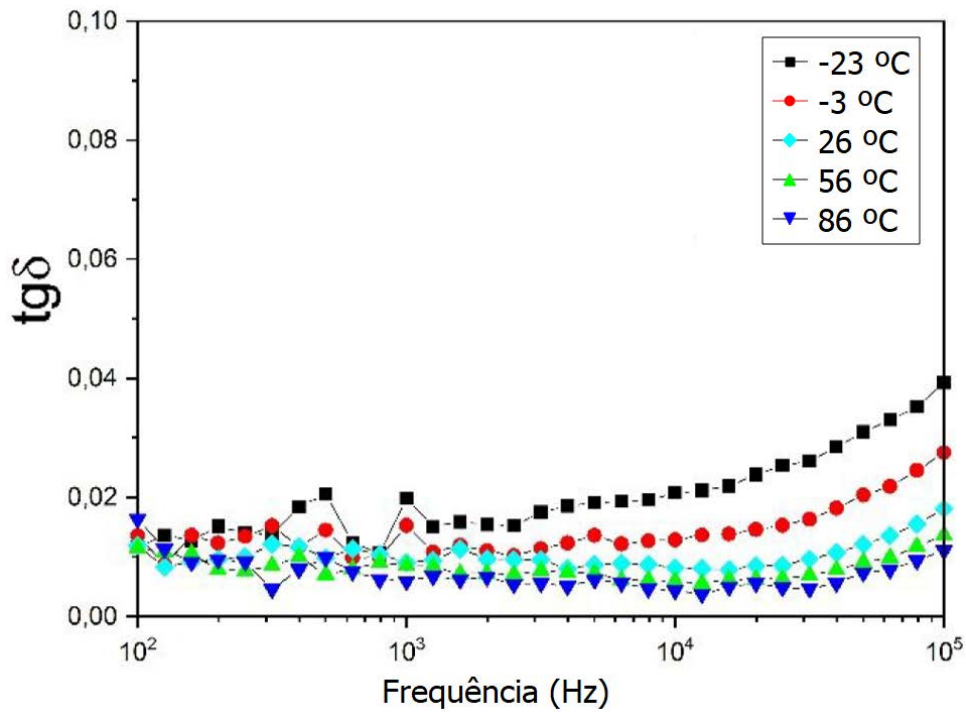
Fonte: Produção do autor.

Figura 8.3 - Variação correspondente da capacitância da amostra 05BSZT na temperatura de transição de fase em função da frequência.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.3 - Tangente de perda da amostra 05BSZT em função da frequência parametrizada em relação à temperatura.



Fonte: Produção do autor.

Após obter os resultados da caracterização da capacitância pela frequência em cada uma das temperaturas, foi gerada a Tabela 8.3 com o resumo dos resultados da amostra 05BSZT, e a Tabela 8.4 com o resumo dos resultados da amostra 20BSZT, mostrando os fatores de não linearidade obtidos em temperatura.

Tabela 8.3 – Resultados da caracterização da capacitância pela frequência com variação da temperatura para amostra 05BSZT.

05BSZT					
Amostra	C	$\epsilon_r$	$\epsilon_r$ Pico	$\epsilon_r$ final	Fator de Não-Linearidade %
23C	1,34E-09	6973	6973	1785	74,40
87C	6,70E-10	1252	1252	763	39,09
133C	2,16E-10	1122	1892	662	65,01
185C	7,50E-10	3902	3902	465	88,10
219C	7,96E-10	4141	4141	267	93,55
250C	6,81E-10	3543	4825	230	95,24
278C	1,36E-09	7059	7059	200	97,17
301C	1,72E-09	8953	8953	184	97,95

Fonte: Produção do autor.



Tabela 8.4 – Resultados da caracterização da capacitância pela frequência com variação da temperatura para amostra 20BSZT.

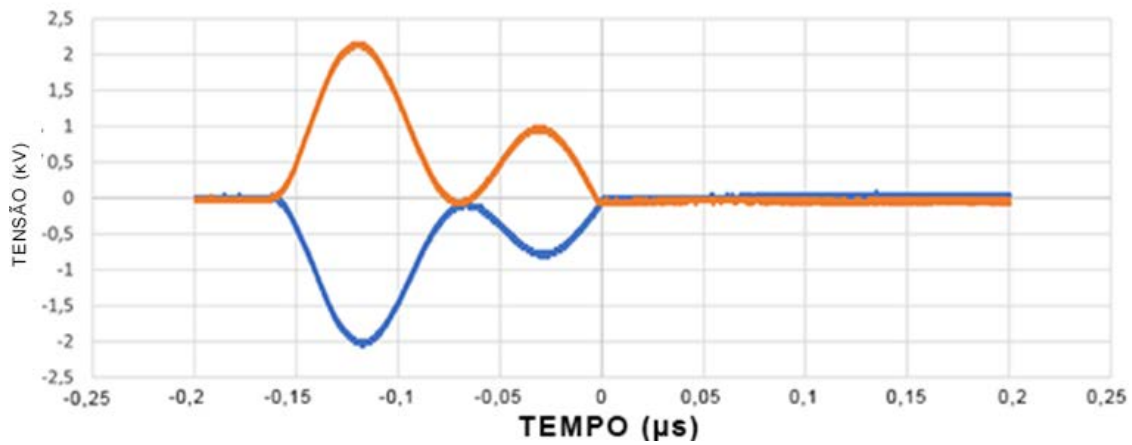
20BSZT					
Amostra	C	$\epsilon_r$	$\epsilon_r$ Pico	$\epsilon_r$ final	Fator de Não-Linearidade %
23C	6,15E-10	3977	3977	2819	29,10
87C	9,43E-10	6099	6099	984	83,87
130C	2,07E-10	1336	2273	715	68,52
186C	4,27E-10	2760	2760	423	84,67
219C	1,53E-10	989	989	351	64,45
250C	4,78E-10	3089	3306	426	87,1
278C	6,59E-10	4259	4259	383	91,02
301C	1,03E-09	6661	6661	352	94,71

Fonte: Produção do autor.

#### 8.4 Medida da rigidez dielétrica

Para o teste de BD (teste destrutivo), empregamos a amostra 30BSZT. O objetivo foi calcular a probabilidade de ocorrência de falha dielétrica para uma dada tensão aplicada através da distribuição Weibull (WB). Inicialmente foi feito um teste usando como meio dielétrico o ar, cujo resultado deste ensaio é mostrado na Figura 8.15. Nesta figura, pode-se notar que o formato da curva é contínuo, uma vez que não existe uma superfície física a qual a tensão possa transpassar e observando-se que rigidez dielétrica do ar de 3 kV/mm não foi atingida, pois a distância entre os eletrodos do pulsador de alta tensão superava 1 mm.

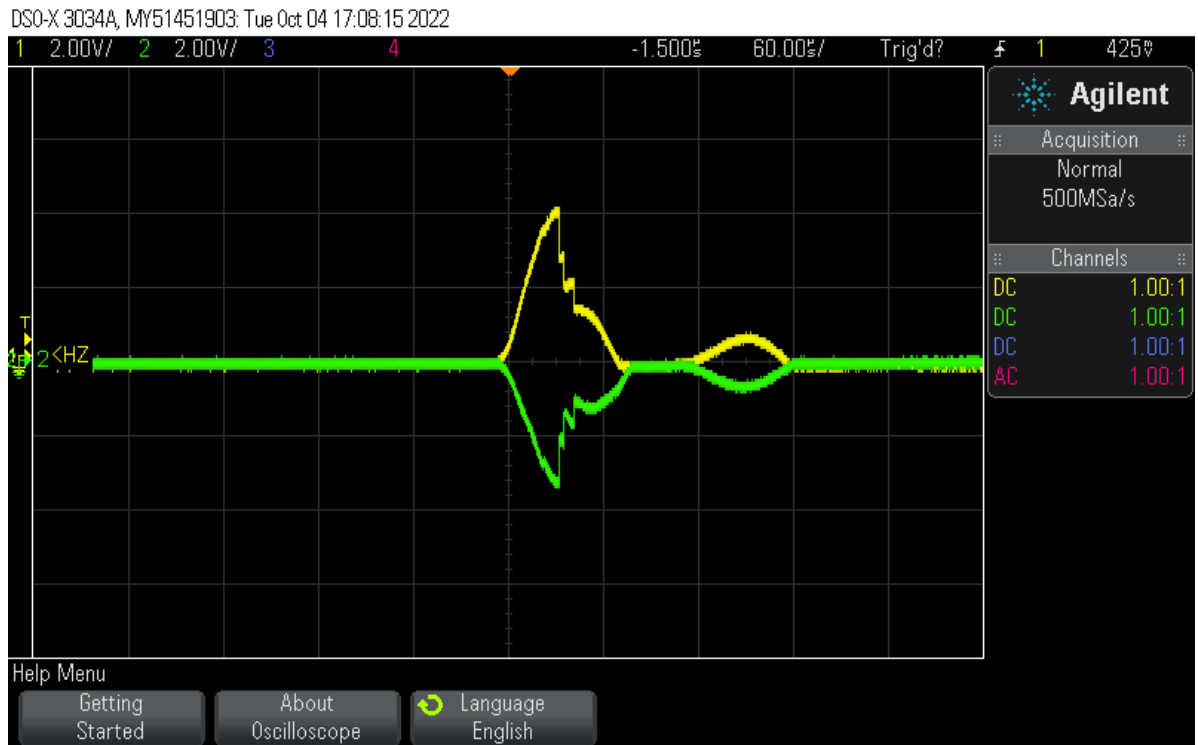
Figura 8.4 - Teste de BD no ar, onde a linha laranja representa o eixo positivo, e a linha azul representa eixo negativo.



Fonte: Produção do autor.

Após o primeiro teste no ar, foi inserida a primeira amostra 30BSZT no suporte para a bateria de ensaios destrutivos. Para a maioria das amostras 30BSZT (10 amostras), a média de tensão de ruptura foi de 7,5 kV aproximadamente de acordo com a estatística WB, tendo como uma espessura padrão de 1 mm. Na Figura 8.16, é mostrada a tensão aplicada de pico a pico em uma das amostras, obtida via osciloscópio digital no modo pulsado. Como cada quadrado de espaçamento na figura equivale a 2 kV no eixo y, é possível notar que para esta amostra no eixo y positivo (traçado amarelo), a tensão passou de 4 kV e para o eixo negativo (traçado verde), ela quase chegou a 4 kV. Dessa maneira, ambos os valores em tensão são somados, resultando no valor da rigidez dielétrica para uma determinada amostra quando se divide pela sua correspondente espessura.

Figura 8.4 - Teste de BD na amostra 30BSZT. Esc y: 2 kV/divisão e esc. x: 60  $\mu$ s/divisão, eixo positivo (linha amarela), eixo negativo (linha verde).



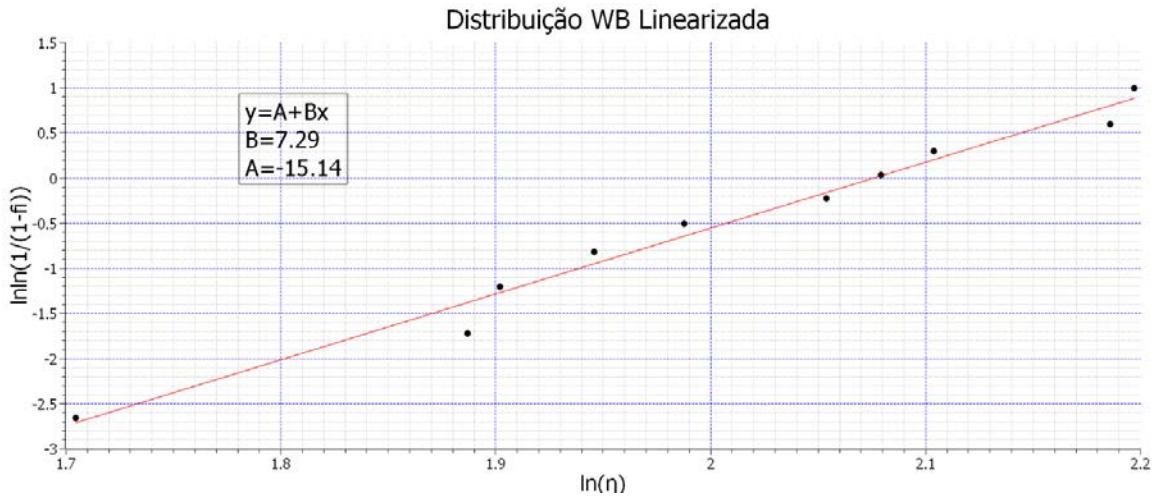
Fonte: Produção do autor.

### 8.5 Distribuição Weibull com dois parâmetros

A Figura 8.17 mostra o gráfico da probabilidade de falha versus o valor BD medido para todas as amostras testadas 30BSZT (ver os pontos x e y correspondentes do gráfico na Tabela 8.5). Utilizando o software SciDavis, traça-se uma reta para obter os valores das variáveis  $A = -15,14$  e  $B = 7,29$  (ver Equações 7.8 e 7.9) que controlam a distribuição de WB. Assim, usando Equações (7.11) e (7.12) respectivamente, o teste de amostra BD fornece uma resistência dielétrica característica ( $\eta_C$ ) da ordem de 7,98 kV/mm e uma resistência média ( $\eta_{AV}$ ) da ordem de 7,48 kV/mm. O desvio padrão deste valor médio calculado é da ordem de ( $\delta$ ) de  $\pm 1,21$  kV/mm utilizando a Equação (7.13). A Figura 8.18 apresenta basicamente mesmo gráfico, somente que agora é traçado em y a probabilidade da falha  $f_i$  versus a tensão de BD, ambas as medidas em escalas lineares. Observe que nesse caso a 63 % de falha é possível medir a tensão de BD característica da ordem de 8.0 kV, o que está condizente com o valor medido usando o gráfico da Figura 8.17. No

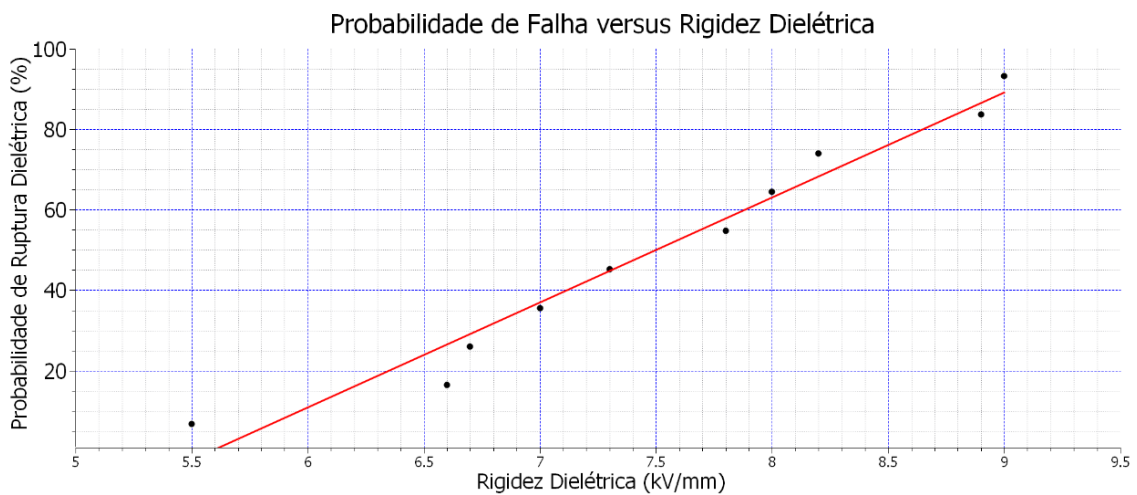
entanto, valor do parâmetro  $B=\beta$  só possível obter usando-se a distribuição WB linearizada na Fig. 8.17 ou traçando-se a reta de  $f_i$  versus BD em papel log WB.

Figura 8.57 - Gráfico da probabilidade de falha usando a distribuição WB linearizada para as amostras 30BSZT.



Fonte: Produção do autor.

Figura 8.5 - Gráfico correspondente da probabilidade de falha versus Rigidez Dielétrica, mostrando o valor de BD característico em 8 kV.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 8.5 - Distribuição Weibull para amostra 30BSZT .

A	B	C	D	E	F	G	H
Order i	Amostran	BD (kV)	h(mm)	RD(kV/mm)	x	fi	y
1	10	5,505	1	5,5	1,7047	0,0673	-2,6638
2	4	6,894	1,05	6,6	1,8871	0,1635	-1,7233
3	2	6,41	0,95	6,7	1,9021	0,2596	-1,2020
4	5	6,995	1	7,0	1,9459	0,3558	-0,8217
5	8	7,276	1	7,3	1,9879	0,4519	-0,5086
6	1	7,03	0,9	7,8	2,0541	0,5481	-0,2304
7	3	7,59	0,95	8,0	2,0794	0,6442	0,0329
8	6	8,241	1	8,2	2,1041	0,7404	0,2990
9	9	8,879	1	8,9	2,1861	0,8365	0,5940
10	7	8,562	0,95	9,0	2,1972	0,9327	0,9927

A	-15,149
B	7,295
$\eta_c$	7,98
$\eta_{AV}$	7,48
$\delta$	1,21

Fonte: Produção do autor.

## 9 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Os resultados mostram que as cerâmicas contendo zircônia e estrôncio têm potencial de uso em LTNLs por causa de suas propriedades de não-linearidade (NL). Após análise dos experimentos, a amostra 05BSZT apresentou o maior fator de não-linearidade no teste CxV na faixa de 31% e apresentou o segundo maior fator de não-linearidade no teste Cxf na faixa de 74%. Este último valor está próximo do valor obtido para a amostra 30BSZT (75%), tornando a composição 05BSZT como a melhor opção até o momento. Com relação à medição de CxT, as amostras 05BSZT e 20BSZT apresentaram um comportamento decrescente de C em função da frequência em altas temperaturas, chegando a cerca de 50 pF para temperaturas acima de 219 °C em ambos os casos. Este efeito de temperatura demonstra a importância de se manter um sistema de resfriamento para operação do dielétrico em alta potência com alta taxa de repetição de pulsos elétricos. Pode-se notar outras transições de fase com temperaturas mais altas para a amostra 05BSZT e 20BSZT em 219 °C, 250 °C, 278 °C e 301 °C, conforme indicado pelo aumento da capacitância em baixa frequência pela caracterização CxT, respectivamente nas Figuras 8.9 e 8.10. Por último, os testes de BD com a amostra 30BSZT demonstram que a resistência à ruptura em regime pulsado das amostras de cerâmica sinterizada está em torno de 75 kV/cm, o que está de acordo com a faixa de grandeza dos valores encontrados na literatura.

Nos estudos voltados a armazenamento de energia, é importante notar que dielétricos não lineares afetam o nível de carga, como foi notado na Figura 8.7, uma vez que com o aumento da tensão a permissividade dielétrica tende a decair.

A partir dos resultados obtidos, será construída uma LTNL com 10 seções utilizando a amostra 05BSZT com melhor fator de não-linearidade em CxV para checar a formação de ondas de sólitons numa carga de saída. Pretende-se usar um gerador de pulso rápido de alta tensão e através de osciloscópio digital será avaliado o formato e qualidade do pulso de saída, usando essa amostra cerâmica como elemento capacitivo não linear.

Ainda como trabalhos futuros, tendo em vista que na literatura é relatado que um fator de não-linearidade em CxV maior do que 62 % do elemento capacitivo é uma condição relevante para uma produção eficiente de sólitons em uma LTNL dispersiva, a principal meta reside em pesquisar novas composições para amostras sinterizadas à base de

Titanato de Bário e Estrôncio, onde o dopante na estrutura cristalina poderia ser outro metal como Fe, Bi, Nb ou Mn,<sup>3</sup> ou mesmo a eliminação total do dopante como Zircônia do composto para análise da resposta de não-linearidade do material, por exemplo. A ideia seria repetir o mesmo procedimento de caracterização após a sinterização das amostras para examinar as propriedades não-lineares, visando geração eficiente de ondas de sólitons em estruturas de LTNLs dispersivas com um fator de não-linearidade superior a 62 %.<sup>3</sup>

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SILVA NETO, L. P. **Caracterização de dielétricos para sistemas de armazenamento de alta energia e de geração de RF em aplicações aeroespaciais.** 2012. 153 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2012.
- [2] SILVA, L. C. **Transmissão não lineares discretas para aplicações radar.** Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2019.
- [3] RANGEL, E. G. L.; ROSSI, J. O.; BARROSO, J. J.; YAMASAKI, F. S.; SCHAMILOGLU, E. Practical constraints on nonlinear transmission lines for RF generation. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 47, n. 1, p. 1000–1016, 2019.
- [4] KUNKEL, M. E. **Fundamentos e tendências em inovação tecnológica.** 2.ed. São José dos Campos: PIT, 2021. 283p.
- [5] RAIMUNDI, L. R. 1, ROSSI, J. O.; 2; RANGEL<sup>2</sup>, E. G. L. Geração de RF em 200 MHz baseada em Linhas de Transmissão Não Lineares ( LTNLs ) com diodos schottky de carbeto de silício. In: WORKSHOP EM ENGENHARIA E TECNOLOGIA ESPACIAIS (WETE), 9., 2018. **Anais...** São José dos Campos: INPE, 2018.
- [6] ROSSI, J. O.; SILVA, L. P.; BARROSO, J. J.; YAMASAKI, F. S.; SCHAMILOGLU, E. Overview of RF generation using nonlinear transmission lines. In: DIGEST OF TECHNICAL PAPERS-IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2015. **Proceedings...** 2015.
- [7] BRANCH, G.; SMITH, P. W. Fast-rise-time electromagnetic shock waves in nonlinear, ceramic dielectrics. **Journal of Physics D: Applied Physics**, v. 29, n. 8, p. 2170–2178, 1996.
- [8] SMITH , P. W. Nonlinear pulsed power. In: \_\_\_\_\_. **Transient electronics: pulsed circuit technology.** [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002. p. 246-248.
- [9] BROWN, M. P.; SMITH, P. W. High power, pulsed soliton generation at radio and microwave frequencies. In: INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE,



1997. **Proceedings...** IEEE, 1997. p. 346–354.
- [10] IKEZI, H.; DEGRASSIE, J. S.; DRAKE, J. Soliton generation at 10 MW level in the very high frequency band. **Applied Physics Letters**, v. 58, n. 9, p. 986–987, 1991.
- [11] YAMASAKI, F. S.; SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; BARROSO, J. J. Soliton generation using nonlinear transmission lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 42, n. 11, p. 3471–3477, 2014.
- [12] LIMA, G. N. Electrical and thermal characterization of (Ba,Sr) (Zr,Ti)O<sub>3</sub> ceramic dielectrics for applications in nonlinear capacitors. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA E CIÊNCIA DOS MATERIAIS (CBECIMAT), 24., 2021, Águas de Lindóia, SP. **Anais...** 2022. Disponível em: <http://urlib.net/ibi/8JMKD3MGP3W34T/47UBNHB>.
- [13] RANGEL, E. G. L.; BARROSO, J. J.; ROSSI, J. O.; YAMASAKI, F. S.; SILVA NETO, L. P.; SCHAMILOGLU, E. Influence of input pulse shape on RF generation in nonlinear transmission lines. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 44, n. 10, p. 2258–2267, 2016.
- [14] SOUZA, P. N. **O ambiente espacial**. São José dos Campos: INPE, 2019. Notas de aula.
- [15] NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION (NASA). **What is an orbit?** 2010. Disponível em: <https://www.nasa.gov/audience/forstudents/k-4/stories/nasa-knows/what-is-orbit-k4.html>. Acesso em: 04 jan. 2023.
- [16] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE EMPRESAS DE TELECOMUNICAÇÕES POR SATÉLITES (ABRASAT). **Tipos de orbita**. 2016. Disponível em: <https://abrasat.org.br/satelite/os-tipos/>. Acesso em: 04 jan. 2023.
- [17] NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION (NASA). **Space weather impacts on satellites at different orbits**. 2015. Disponível em: [https://ccmc.gsfc.nasa.gov/RoR\\_WWW/SWREDI/2014/SWimpacts\\_YZheng\\_060914.pdf](https://ccmc.gsfc.nasa.gov/RoR_WWW/SWREDI/2014/SWimpacts_YZheng_060914.pdf). Acesso em: 04 jan. 2023.

- [18] FREIRE, N. N. C.; PACHECO, A. P.; NÓBREGA BORGES, U. Uma contribuição do sensoriamento remoto para detecção de áreas degradadas na Caatinga brasileira. **Boletim Goiano de Geografia**, v. 26, n. 1, 2008.
- [19] HARRELL, G. **Fuel in orbit : the cost and use of fuel in space**. 2022. Disponível em: <https://marketscale.com/industries/podcast-network/are-we-there-yet/fuel-in-orbit-the-cost-and-use-of-fuel-in-space/>. Acesso em: 04 jan. 2023.
- [20] COSTA, J. E. R.; NARDIN, C. M. Em que escala os efeitos do clima espacial afetam a sociedade ? In: WORKSHOP DO PROGRAMA DE CLIMA ESPACIAL DO INPE COM USUÁRIOS, 2011. **Anais...** 2011. p. 1–13.
- [21] HOMER, E. NAUGLE, N.E. NAUGLE, J. E. Radiation environment in space: satellites and space probes are revealing the kinds and amounts of radiation men will encounter in space. **Suparyanto dan Rosad**, v.5, n.3, p.248-253, 2020.
- [22] HANDS, A. D. P.; RYDEN, K. A.; MEREDITH, N. P.; GLAUERT, S. A.; HORNE, R. B. Radiation effects on satellites during extreme space weather events. **Space Weather**, v. 16, n. 9, p. 1216–1226, 2018.
- [23] VELAZCO, R.; PASCAL FOUILLAT, R. R. **Radiation effects on embedded systems**. [S.l]: Springer, 2007.
- [24] ROSSETO, A. C. J. **Análise dos efeitos de dose total ionizante em circuitos analógicos CMOS**. 104p. 2014. Dissertação (Mestrado em Microeletrônica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2014.
- [25] VIRMONTOIS, C.; GOIFFON, V.; MAGNAN, P.; GIRARD, S.; INGUIMBERT, C.; PETIT, S.; ROLLAND, G.; SAINT-PÉ, O. Displacement damage effects due to neutron and proton irradiations on CMOS image sensors manufactured in deep submicron technology. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v. 57, n. 6, pt. 1, p. 3101–3108, 2010.
- [26] KINCHIN. The displacement of atoms in solids during irradiation. **Solid State Physics**, v. 2, p. 307, 1956.
- [27] BALEN, T. R. **Efeitos da radiação em dispositivos analógicos programáveis (FPAAs) e técnicas de proteção**. 206p. 2010. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2010.

- [28] NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION (NASA). **Space debris and human spacecraft**. Washington: NASA, 2021.
- [29] CALLISTER, W. D. **Ciência e engenharia dos materiais**. 2007. Disponível em: <http://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.2729587>.
- [30] VELÁSQUEZ SANTOS, C. O.; RAMÍREZ ECHAVARRÍA, J. L. **Fundamentos de circuitos eléctricos**. [S.l.]: AMGH, 2013. 1034 p. ISBN(9788580551730).
- [31] BARSOUM, M. W. **Fundamentals of ceramics**. [S.l.]: Taylor and Francis, 2019. 612 p. ISBN(9781482289558).
- [32] ALMEIDA, P. M. V. **Caracterização estrutural e dielétrica da matriz BaBi<sub>4</sub>Ti<sub>4</sub>O<sub>15</sub> (BBT) com adição de Bi<sub>2</sub>O<sub>3</sub>**. 2015. 81p. Dissertação (Mestrado em Física) - Universidade Federal de Mato Grosso, Cuiabá, 2015.
- [33] OLIVEIRA, R. G. M. **Estudo das propriedades dielétricas e estruturais das matrizes cerâmicas Na<sub>2</sub>Nb<sub>4</sub>O<sub>11</sub> (NN) com aditivo de Bi<sub>2</sub>O<sub>3</sub> para aplicações em componentes de rádio frequência e microondas**. 2012. 94p. Dissertação (Mestrado em engenharia de teleinformática) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.
- [34] CASTRO, P.; BUCHENAUER, C. J.; GAUDET, J.; SCHAMILOGLU, E. Studies of dielectric breakdown under pulsed power conditions. In: INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2007. **Proceedings... IEEE**, 2007. p. 978–981.
- [35] MAHER, C. H. A new PLZT dielectric for use in characteristic X7R. **IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology**, v. 6, n. 4, p. 2–6, 1983.
- [36] MOULSON, A. J.; HERBERT, J. M. **Electroceramics material properties and applications**. London: Chapman & Hall, 1990.
- [37] IET LABS. **Equivalent Series Resistance (ESR) of capacitors**. [S.l.: s.n.], 2007.
- [38] PAN, M. J.; RANDALL, C. A brief introduction to ceramic capacitors. **IEEE Electrical Insulation Magazine**, v. 26, n. 3, p. 44–50, 2010.
- [39] SILVA, F. R. **Síntese e caracterizações do BaTiO<sub>3</sub> obtido pelo processo**

**hidrotérmico assistido por micro-ondas**. 2016. Monografia (Graduação em Engenharia Mecânica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2016.

- [40] ROBERTS, S. Dielectric and piezoelectric properties of barium titanate. **Physical Review**, v. 71, n. 12, p. 890–895, 1947.
- [41] BURKS, D.; HOFMAIER, R.; KNUDTSEN, S.; SHIRN, G. A ceramic capacitor for AC applications. In: ELECTRONIC COMPONENTS CONFERENCE, 30., 1989, Houston, TX. **Proceedings...** 1989. p. 194-20.
- [42] ANTONELLI, E. **Preparação e estudo de propriedades físicas de corpos cerâmicos densos do sistema  $\text{Ba}(\text{Ti}_{1-x}\text{Zr}_x)\text{O}_3$** . 2004. 97p. Dissertação (Mestrado em Mestre em Ciência e Engenharia de Materiais) - Universidade de São Paulo, São Carlos, 2004.
- [43] STRYDOM, J. T.; VAN WYK, J. D.; FERREIRA, J. A. Capacitor measurements for power electronic applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 829–839, 2001.
- [44] 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, 1962.
- [45] ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; SILVA, A. R. Study of HV dielectric ceramics for applications in compact pulsed power. In: IEEE INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2011. **Proceedings...** IEEE, 2011. p. 459–464.
- [46] WILSON, C. R.; TURNEI, M. M.; SMITH, P. W. Pulse sharpening in a uniform LC ladder network containing nonlinear ferroelectric capacitors. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 38, n. 4, p. 767–771, 1991.
- [47] SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O.; SILVA JÚNIOR, A. R. Estudo da dependência da capacitância de capacitores cerâmicos comerciais com a tensão e temperatura. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE CERÂMICA, 2011. **Proceedings...** 2011. p. 3–8.
- [48] ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; DE SIQUEIRA, R. H. M. Study of the ceramic capacitor dielectric for pulsed power. In: INTERNATIONAL PULSED POWER

- CONFERENCE, 2013. **Proceedings...** IEEE, 2013. p. 3–6.
- [49] SMITH, P. W. Transient electronics: pulsed circuit technology. **Choice Reviews Online**, v. 40, n. 07, 2003.
- [50] O'CONNOR, P. D. T.; KLEYNER, A. **Practical reliability engineering**. [S.l]: Wiley, 2011. ISBN(9780470979822).
- [51] DOGANAKSOY, N.; USHAKOV, I. A.; HARRISON, R. A. **Handbook of reliability engineering**. Berlin: Springer, 2003. 804 p. ISBN(1852334533).
- [52] SPIEGEL, M. **Manual de fórmulas e tabelas matemáticas**. [S.l]: Bookman, 2011. 270 p. ISBN(9788540700567).

## ANEXO A – PUBLICAÇÕES EM CONGRESSOS



### **24º Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais (24 CBECIMAT)**

LIMA, G. N.; ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; AREDES, R. G.; ANTONELLI, E. Caracterização da Cerâmica BSZT para Sistemas de Geração de RF em Aplicações Aeroespaciais. In: Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais, 24º, 2022, Águas de Lindóia.



### **XXIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa – XXIV SIGE,**

LIMA, G. N.; ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; AREDES, R. G.; ANTONELLI, E. Caracterização de Cerâmicas Dielétricas BSZT para Uso em Linhas de Transmissão Não Lineares In: XXIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa 2022, São José dos Campos: ITA, 2022. Disponível em: [https://www.sige.ita.br/aiovg\\_videos/caracterizacao-da-ceramica-bszt-para-sistemas-de-geracao-de-rf-em-aplicacoes-aeroespaciais/](https://www.sige.ita.br/aiovg_videos/caracterizacao-da-ceramica-bszt-para-sistemas-de-geracao-de-rf-em-aplicacoes-aeroespaciais/)



### **13º WETE - Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais, INPE**

LIMA, G. N.; ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; AREDES, R. G.; ANTONELLI, E. Caracterização de Cerâmicas Dielétricas BSZT para Uso em Linhas de Transmissão Não Lineares. In: WORKSHOP EM ENGENHARIA E TECNOLOGIA ESPACIAIS, 13.

(WETE), 2022, São José dos Campos: INPE, 2022. On-line. ISSN 2177-3114. IBI:  
<8JMKD3MGPDW34R/483PE62>. Disponível em:  
<<http://urlib.net/ibi/8JMKD3MGPDW34R/483PE62>>.



### **2022 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)**

Article Title: Sintering and characterization of ceramic capacitor based on BSZT for use in nonlinear transmission lines

Author(s): da Silva Neto, Lauro Paulo;Aredes, Rangel G.;Antonelli, Eduardo;Rossi, Jose Osvaldo;Lima, Gustavo N.;Barroso, Joaquim;Rangel, Elizete Goncalves;Schamiloglu, Edl



### **19<sup>th</sup> IEEE Symposium on Fusion Engineering (SOFE – 2021)**

L. P. Silva Neto, V. C. Santos Junior, J.O. Rossi, J. J. Barroso, E. Schamiloglu, E. G .L. Rangel, G. N. Lima, L. F. Santos, "The shock wave configuration used in nonlinear transmission lines to improve the voltage modulation depth," 2021 IEEE Pulsed Power Conference (PPC), Denver, CO, USA, 2021, pp. 1-3, doi: 10.1109/PPC40517.2021.9733052.

## **ANEXO B – SUBMISSÃO EM REVISTAS**

LIMA, G. N.; ROSSI, J. O.; SILVA NETO, L. P.; AREDES, R. G.; ANTONELLI, E. SCHAMILOGLU, E. Electrical and Thermal Characterization of (Ba,Sr)(Zr,Ti)O<sub>3</sub> Ceramic Dielectrics for Applications in Nonlinear Capacitors. Submitted to **Materials Research**, 2022.

AREDES, R.G.; ANTONELLI, E.; SILVA NETO, L.P.; ROSSI, J.O.; LIMA, G.N.; CASTRO, J.J.B.; RANGEL, E.G.L; SCHAMILOGLU, E. Development of Nonlinear Ferroelectric Ceramic Capacitors for Radio Frequency Generation. Submitted to **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, 2023.