



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

sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/01.22.16.29-TDI

## **CARACTERIZAÇÃO DE PROPRIEDADES ELETROMAGNÉTICAS DE SUBSTRATOS DIELÉTRICOS E MAGNÉTICOS EM ALTA FREQUÊNCIA**

Patrícia Ariana Grilo Dias

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelo Dr. José Osvaldo Rossi, aprovada em 18 de dezembro de 2014.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3HQLE5P>>

INPE  
São José dos Campos  
2014

**PUBLICADO POR:**

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GB)

Serviço de Informação e Documentação (SID)

Caixa Postal 515 - CEP 12.245-970

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/6921

Fax: (012) 3208-6919

E-mail: pubtc@sid.inpe.br

**COMISSÃO DO CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO  
DA PRODUÇÃO INTELECTUAL DO INPE (DE/DIR-544):****Presidente:**

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

**Membros:**

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

Dr<sup>a</sup> Inez Staciarini Batista - Coordenação Ciências Espaciais e Atmosféricas (CEA)

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

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

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

Dr<sup>a</sup> Maria do Carmo de Andrade Nono - Conselho de Pós-Graduação

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

**BIBLIOTECA DIGITAL:**

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

**REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:**

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

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

**EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:**

Maria Tereza Smith de Brito - Serviço de Informação e Documentação (SID)

André Luis Dias Fernandes - Serviço de Informação e Documentação (SID)



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

sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/01.22.16.29-TDI

## **CARACTERIZAÇÃO DE PROPRIEDADES ELETROMAGNÉTICAS DE SUBSTRATOS DIELÉTRICOS E MAGNÉTICOS EM ALTA FREQUÊNCIA**

Patrícia Ariana Grilo Dias

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, orientada pelo Dr. José Osvaldo Rossi, aprovada em 18 de dezembro de 2014.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3HQLE5P>>

INPE  
São José dos Campos  
2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

Dias, Patrícia Ariana Grilo.

D543c Caracterização de propriedades eletromagnéticas de substratos dielétricos e magnéticos em alta frequência / Patrícia Ariana Grilo Dias. – São José dos Campos : INPE, 2014.  
xxvi + 93 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/01.22.16.29-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2014.  
Orientador : Dr. José Osvaldo Rossi.

1. Permissividade elétrica. 2. Permeabilidade magnética.  
3. Tangente de perdas. I.Título.

CDU 537.8

---



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/).

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

**Engenharia e Tecnologia  
Espaciais/Gerenciamento de Sistemas  
Espaciais**

Dr. Joaquim José Barroso de Castro

Presidente / INPE / SJCampos - SP

Dr. José Osvaldo Rossi

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

Dra. Elizete Gonçalves Lopes Rangel

Membro da Banca / INPE / São José dos Campos - SP

Dr. Rogério Moreira Cazo

Convidado(a) / IEAv/CTA / São José dos Campos - SP

Este trabalho foi aprovado por:

( ) maioria simples

unanimidade

Aluno (a): **Patrícia Ariana Grilo Dias**

São José dos Campos, 18 de Dezembro de 2014



*“Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo para todo o propósito debaixo do céu”.*

*Eclesiastes 3:1*





*A meu filho João Carlos Dias Pinheiro.*



## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente a Deus, pela saúde e disposição para correr atrás dos meus objetivos.

À minha família, pela educação que me foi dada, pelos conselhos e incentivos ao estudo.

Ao meu esposo Eduardo Alan de Andrade Cruz, pela paciência e por não medir esforços em me ajudar e ter insistido para que me inscrevesse no Mestrado.

Ao meu orientador José Osvaldo Rossi, que aceitou me orientar mesmo com todos os obstáculos que encontrei ao longo do curso e com paciência e boa vontade sempre transmitiu seus conhecimentos técnico e teórico.

Às chefias do LIT / INPE que permitiram que eu permanecesse no grupo da Metrologia Elétrica e cursasse o Mestrado simultaneamente.

Ao Lauro Paulo Silva Neto que me ajudou com as medidas e sempre esteve à disposição quando precisei tirar dúvidas.

Aos membros da banca, por se disponibilizarem a avaliar a Dissertação.

À CAPES e ao setor de Pós-graduação do INPE pelo apoio financeiro dado para a participação de congressos.



## RESUMO

A principal ideia deste trabalho é medir a permeabilidade magnética relativa complexa de materiais magnéticos do tipo ferrita e a permissividade elétrica relativa complexa de substratos dielétricos à base de PZT (titanato zirconato de chumbo), os quais têm sido usados extensamente em componentes que constituem equipamentos aplicados na área espacial e de defesa. Como as normas que atendem estas áreas costumam ser rigorosas, para garantir a qualidade e confiabilidade desses equipamentos é preciso fazer um estudo das características elétricas e magnéticas dos seus componentes e analisar de que forma os mesmos afetam ou são afetados pelo meio. Devido à concorrência industrial, muitos fabricantes não fornecem informações completas sobre os componentes. Então, além de repetir as medidas cedidas nos data sheets para comparação, foi investigada a composição química por meio da técnica de espectrometria de energia dispersiva de raios X (EDS) e calculados parâmetros importantes na escolha de componentes para serem utilizados em alta frequência. A ineficiência do material pode ser descrita pelo fator de dissipação, ou também chamado de tangente de perdas ( $\tan \delta$ ), que é o inverso do fator de qualidade Q. As medições foram feitas na escala de frequência de 10 MHz a 1 GHz utilizando um analisador de rede vetorial (Vector Network Analyzer-VNA) uma vez que os medidores de impedância não fornecem medições precisas e confiáveis acima de 100 MHz. Os circuitos que operam em baixas frequências são compostos pela interconexão de componentes passivos e ativos e com tensões e correntes que podem ser medidas em qualquer ponto do circuito. Porém, os efeitos da capacitância e indutância parasitas aumentam em altas frequências, então neste caso a melhor solução para evitar este problema é medir o coeficiente de reflexão dos capacitores e indutores utilizados. O VNA possui duas entradas (1 e 2) onde são medidas as partes transmitidas do sinal da porta 1 para 2 ( $S_{12}$ ), o inverso da porta 2 para 1 ( $S_{21}$ ) e as refletidas em cada porta ( $S_{11}$  e  $S_{22}$ ). Neste trabalho, foram usadas as partes real e imaginária de  $S_{11}$  de cada amostra para se calcular a permissividade e a permeabilidade relativas complexas. Devido ao comportamento não linear dos materiais caracterizados, a sua principal aplicação é em linhas de transmissão não lineares para a geração de micro-ondas de alta potência em sistemas compactos para aplicações espaciais.



# CHARACTERIZATION OF ELECTROMAGNETIC SUBSTRATES DIELECTRIC PROPERTIES AND MAGNETIC FREQUENCY HIGH

## ABSTRACT

The main idea in this dissertation is to measure the complex relative magnetic permeability of the ferrite type magnetic material and the complex relative electric permittivity of the PZT (lead zirconate titanate) based dielectric substrates, which have been widely used in equipment components applied in space and defense. Arrangements to meet these areas tend to be strict and to ensure the quality and reliability of these devices is necessary to make a study of the electrical and magnetic characteristics of its components and analyze how they affect or are affected by the environment. Due to industrial competition, many manufacturers do not provide complete information on the components, and besides repeating the measurements given in datasheets for comparison, the chemical composition was investigated by energy dispersive spectrometry X-ray (EDS) and calculated parameters important in the choice of components for use in high frequency. The inefficiency of the material can be described by dissipation factor, known also as loss tangent ( $\tan \delta$ ), which is the inverse of the material quality factor  $Q$ . Measurements were made in the frequency range of 10 MHz -1 GHz by using a vector work analyzer (VNA) as the impedance meters do not provide accurate and reliable measurements above 100 MHz. On the other hand, circuits operating at low frequencies are composed by the interconnection of passive and active components and voltages and currents in these circuits can be measured at any point of the circuit. However, the effects of the parasitic capacitances and inductances increase with frequencies, so in this case is the best solution to avoid this problem is to measure the reflection coefficient of used capacitors and inductors. The VNA has two inputs (1 and 2) where the parts of the signal transmitted from port 1 to 2 ( $S_{12}$ ), the reverse from port 2 to 1 ( $S_{21}$ ) and the reflected ones from each port ( $S_{11}$  and  $S_{22}$ ) were measured. In this work, to calculate the complex permittivity and permeability relative of the materials we use  $S_{11}$  parameter. Due to the nonlinear behavior of materials characterized, their main application is in nonlinear transmission lines for high power microwave generation.





## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 1.1 - Linha LC contendo capacitores não lineares. ....	9
Figura 1.2 - LTNL ferromagnética usada para compressão de pulso.....	10
Figura 1.3 - Ilustração de uma oscilação de sólitons produzidos por LC. ....	11
Figura 2.1 - Dipolo molecular imerso em um campo elétrico.....	16
Figura 2.2 - Diagrama dos vetores de permissividade. ....	17
Figura 2.3 – (a) Capacitor de placas retangulares e (b) Capacitor tubular. ....	20
Figura 2.4 - Modelamento físico e o circuito equivalente [12].....	21
Figura 2.5 - Faixas de frequências dos capacitores [9]. ....	23
Figura 2.6 - Capacitor de placas paralelas no caso DC. ....	26
Figura 2.7 - Capacitor de placas paralelas no caso AC. ....	27
Figura 2.8 - Diagrama dos vetores de permeabilidade da tangente de perdas.28	28
Figura 2.9 - Curva de histerese. ....	29
Figura 2.10 - Indutor com núcleo ferromagnético.....	30
Figura 2.11 - Configuração do indutor real em alta frequência.....	30
Figura 2.12 - Indutor com núcleo de ar. ....	32
Figura 2.13 - (a) linhas de fluxo magnético em núcleo fechado e (b) linhas de fluxo magnético em núcleo aberto.....	32
Figura 2.14 - Modelo do Indutor [13]. ....	34
Figura 2.15 - Representação vetorial das correntes resistiva e indutiva do circuito RL em série [13].....	35
Figura 2.16 - Estrutura do PZT em função da temperatura [15]. ....	40
Figura 2.17 - Símbolo elétrico da ferrita [7]. ....	44
Figura 2.18 - Impedância da ferrita conforme a frequência aplicada [29].....	44
Figura 2.19 - Configuração do enrolamento de indutores de ferrita [21]. ....	45
Figura 2.20 – Efeito capacitivo na conta de ferrita em alta frequência [21]. ....	45
Figura 2.21 - Enrolamento em eixo vertical [21]. ....	46
Figura 2.22 – Variação da impedância da conta de ferrita em corrente DC [21]. .....	46
Figura 2.23 - Comparação entre a ferrita e o pó de ferro [12]. ....	48
Figura 2.24 - Conta de ferrita e seu modelo em frequência [15]. ....	49
Figura 3.1 - Técnicas de medições [26]. ....	52
Figura 3.2 - Placas paralelas [6]. ....	53
Figura 3.3 - Cabo coaxial [6]. ....	53
Figura 3.4 - Cavidade ressonante [6]. ....	54
Figura 3.5 - Espaço livre [6]. ....	54
Figura 3.6 - Guia de ondas [6]. ....	54

Figura 3.7 - Capacitor PZT soldado na microtira do fixture [28].	55
Figura 3.8 – Comparação da conta de ferrita com uma moeda.	57
Figura 3.9 - Set-up utilizado na caracterização do dielétrico [2].	58
Figura 3.10 - Calibração do analisador de rede vetorial [8].	59
Figura 3.11 - Ferrita em forma de toróide.	59
Figura 3.12 – Esquema elétrico da medição de corrente e frequência do toróide.	60
Figura 3.13 - <i>Set-up</i> para medição de indutância em relação à corrente.	60
Figura 3.14 - <i>Set-up</i> da medição da indutância do toróide pela frequência.	61
Figura 3.15 - Indutor comercial de 1 $\mu\text{H}$ .	61
Figura 3.16 - Medição da indutância do indutor comercial pela frequência.	61
Figura 3.17 - Circuito equivalente de uma conta de ferrite toroidal [10].	63
Figura 4.1 – Circuito da medição de capacitância em função de tensão DC [28].	68
Figura 4.2 - Variação da permissividade elétrica dos capacitores em função da tensão.	69
Figura 4.3 - Parte Real de S11 medida para os capacitores.	70
Figura 4.4 - Parte Imaginária de S11 medida para os capacitores.	70
Figura 4.5 - Parâmetro S11 para um capacitor ideal de 1 pF.	71
Figura 4.6 - Permissividade real em função da frequência dos capacitores de 470 pF e PZT.	72
Figura 4.7 - Permissividade real em função da frequência dos capacitores de 100 pF e 1 pF SMD.	72
Figura 4.8 - Tangente de perdas de todos os capacitores em função da frequência.	73
Figura 4.9 - Partes real e imaginária do coeficiente de reflexão.	74
Figura 4.10 - Comparação de RS entre as ferritas e o indutor.	75
Figura 4.11 - Comparação de XL entre as ferritas e o indutor.	75
Figura 4.12. Comparação dos parâmetros Z, RS e XL obtidos da ferrita F1 e obtidos pelo fabricante [30].	76
Figura 4.13 - Z, R <sub>S</sub> e X <sub>L</sub> obtidos da ferrita F2 e obtidos pelo fabricante [31].	76
Figura 4.14. Gráfico da tangente de perdas da ferritas F1e F2.	77
Figura 4.15. Permeabilidade real das amostra F1 e F2.	77
Figura 4.16. Permeabilidade imaginária das amostras F1 e F2.	78
Figura 4.17 - EDS obtido da ferrita F2 [2].	78
Figura 4.18 – Parâmentros Z, RS e XL obtidos do toroide.	79
Figura 4.19 - Indutância e permeabilidade real do toroide.	80
Figura 4.20 - Fator de dissipação e permeabilidade imaginária do toróide.	80
Figura 4.21 - Comportamento da indutância e da permeabilidade real do toróide com a corrente.	81

Figura 4.22 - Comportamento indutância e da permeabilidade real do indutor comercial com a corrente. ....	82
Figura 4.23 - Fator de dissipação e permeabilidade imaginária do indutor comercial.....	83



## LISTA DE TABELAS

	<b><u>Pág.</u></b>
Tabela 2.1 - Características elétricas de algumas cerâmicas e polímeros.....	37
Tabela 3.1 - Características dos capacitores. ....	56
Tabela 3.2 - Características das ferritas.....	56
Tabela 3.3 - Características do toróide. ....	59
Tabela 4.2 - Tangente de perdas dos capacitores ressonantes.....	73



## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

Pág.

INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo
BT	Titanato de Bário
EDX	Espectroscopia por Energia Dispersiva de raios X
VNA	Vector Network Analyzer
TT&C	Telemetria, telecomando e rastreamento
DC	Tensão contínua
AC	Tensão alternada
YIG	Granada de Ítrio e Ferro
LTNL	Linha de Transmissão Não Linear
RF	Rádio Frequência
EMI	Interferência Eletromagnética
FD	Fator de Dissipação
PPM	Parte por milhão
XC	Reatância Capacitiva
XL	Reatância Indutiva
XE	Susceptância Elétrica
XM	Susceptância Magnética
RLC	Resistor Indutor Capacitor
TC	Temperatura de Curie
MMIC	Circuito Integrado Monolítico de Micro-ondas
MS	Micro Strip
dB	Decibéis
BD	Breakdown





## LISTA DE SÍMBOLOS

**Pág.**

S	Coeficiente de reflexão	
g	Gravidade	
$\epsilon$	Permissividade elétrica	
$\epsilon_r$	Permissividade relativa	
$\epsilon_r^*$	Permissividade relativa complexa	
$\epsilon_0$	Permissividade do vácuo	
$\mu$	Permeabilidade magnética	
$\mu_r$	Permeabilidade relativa	
$\mu_r^*$	Permeabilidade relativa complexa	
$\mu_0$	Permeabilidade do vácuo	
$\delta$	Ângulo entre a Permissividade ou Permeabilidade relativa complexa e Permissividade ou Permeabilidade relativa real	
Q	Fator de qualidade	
°C	Graus Celsius	
K	Kelvin	
V	Tensão elétrica	
I	Corrente elétrica	
C	Capacitor	
L	Indutor	
R	Resistência	
G	Condutância	
$\Omega$	Ohm	

$\omega$	Frequência angular
$\pi$	Constante PI
f	Frequência
M	Constante de anisotropia magnetocristalina
B	Fluxo magnético
H	Campo magnetizante aplicado
E	Campo elétrico
P	Polarização do dipolo
Z	Impedância
$l$	Comprimento
A	Área
N	Número de voltas
k	Fator de forma

## SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. O ambiente espacial .....</b>	<b>3</b>
<b>1.2. Linha de transmissão não linear .....</b>	<b>9</b>
<b>1.3. Objetivos .....</b>	<b>13</b>
<b>2 EMBASAMENTO TEÓRICO .....</b>	<b>15</b>
<b>2.1. Permissividade elétrica.....</b>	<b>15</b>
2.1.1. Capacitores.....	18
2.1.2. capacitores em tensão DC.....	25
2.1.3. Capacitores em tensão AC .....	26
<b>2.2. Permeabilidade magnética .....</b>	<b>27</b>
2.2.1. Indutores.....	29
2.2.2. Indutores em corrente DC.....	33
2.2.3. Indutores em corrente AC .....	34
<b>2.3. Uso de cerâmicas dielétricas .....</b>	<b>35</b>
2.3.1. Temperatura de Curie .....	38
2.3.2. Titanato de bário .....	39
2.3.3. Titanato zirconato de chumbo.....	39
<b>2.4. Contas de ferrita (<i>ferrite beads</i>) .....</b>	<b>41</b>
<b>3 METODOLOGIA .....</b>	<b>51</b>
<b>3.1. Técnicas de medições.....</b>	<b>51</b>
3.1.1. Placas paralelas.....	53
3.1.2. Sonda coaxial ou cabo coaxial.....	53
3.1.3. Cavidade ressonante .....	53
3.1.4. Espaço livre .....	54
3.1.5. Linha de transmissão .....	54
<b>3.2. Materiais e procedimento experimental .....</b>	<b>55</b>

3.3.	Cálculos para determinação da permissividade elétrica .....	62
3.4.	Cálculos para determinação da permeabilidade magnética.....	63
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO .....	67
4.1.	Resultados da permissividade elétrica.....	67
4.2.	Resultados da permeabilidade magnética .....	74
5	CONCLUSÕES.....	85
5.1.	Medidas de Permissividade Elétrica .....	85
5.2.	Medidas de Permeabilidade.....	86
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	87
	ANEXO - TRABALHOS EM EVENTOS CIENTÍFICOS.....	91
	APÊNDICE - PARÂMETRO $S_{11}$ PARA UM CAPACITOR IDEAL .....	93

## 1 INTRODUÇÃO

Cada material tem um conjunto único de características que dependem das suas propriedades elétricas ou magnéticas. Medições precisas destas propriedades podem fornecer informações valiosas para incorporar adequadamente o material em sua aplicação pretendida em projetos de alta complexidade ou monitorar um processo de fabricação visando melhorar o controle de qualidade.

Equipamentos desenvolvidos para serem utilizados em ambiente espacial requerem um maior padrão de qualidade em relação aos equipamentos comerciais, necessitam de testes específicos para atender às normas rígidas e precisam ser compactos, robustos e confiáveis, ou seja, eficientes, que tenham o menor custo e ocupem menos espaço. Sistemas são formados por subsistemas divididos em equipamentos que possuem subdivisões até chegar ao nível de componente, que é a menor parte do sistema. É necessário que seja feita uma análise minuciosa das características dos componentes utilizados, pois é um fator chave para garantir uma boa funcionalidade do sistema. Se um componente de má qualidade não for detectado no início de um projeto, o sistema todo poderá ficar comprometido e gastar-se-á mais tempo e recursos para descobrir o problema. Muitos dos componentes que compõem sistemas que operam no espaço são capacitores com dielétricos e indutores com núcleo ferromagnético. A caracterização de propriedades elétricas e magnéticas dos substratos dielétricos e dos materiais magnéticos é essencial para componentes a serem usados em aplicações de alta frequência em TT&C (telemetria, rastreamento e comando) e sistemas de comunicação e transmissão de imagens em aplicações espaciais. Uma forma eficaz de se avaliar o dielétrico do capacitor e o núcleo ferromagnético do indutor é através das medições de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, que é o quanto o material é afetado pelo campo elétrico e pelo campo magnético. Com isso é possível quantificar as perdas no dielétrico ou no material magnético que limitam a frequência de operação dos componentes. É importante salientar que

permissividade e permeabilidade não são constantes, elas podem variar com a frequência, temperatura, pressão e a estrutura molecular do material.

A permissividade elétrica, também chamada de constante dielétrica, está relacionada à facilidade com que o substrato dielétrico permite a propagação do campo elétrico no seu interior e depende da tensão e da frequência em que o capacitor é submetido. Os capacitores cerâmicos industriais utilizam como meio dielétrico o titanato de bário. Porém, visando uma melhor linearidade em função da tensão contínua (DC) e em busca de novos dielétricos que permitam armazenar uma grande quantidade de energia e possua maior capacitância e tamanho reduzido, a cerâmica escolhida para análise neste trabalho foi à base de titanato zirconato de chumbo, conhecida como PZT (abreviatura da fórmula composta por Pb, Zr e Ti) devido à sua alta permissividade elétrica e fácil aquisição no mercado.

A permeabilidade magnética quantifica a interação do material ferromagnético com o campo magnético externo e é influenciada pela corrente e a frequência aplicada. Dentre os materiais utilizados em micro-ondas, estão os compostos ferromagnéticos como o YIG (granada de ítrio e ferro) e as ferritas, formadas por óxido de ferro e outros elementos como: alumínio, cobalto, manganês e níquel [1]. Para as medições de permeabilidade magnética, serão usadas contas de ferrita (*ferrite beads*) que apresentam uma pequena indutância em baixas frequências e se tornam resistivas em altas frequências. Estes dispositivos são usados como filtros passa-baixa para reduzir a interferência eletromagnética (EMI) em comunicações e em medições de alta potência, pois as perdas resistivas atenuam as frequências indesejadas [2].

Devido ao comportamento não linear tanto da cerâmica PZT quanto da ferrita, além das aplicações já descritas, esses materiais também podem ser utilizados na construção de linhas de transmissão não lineares (LTNLs). Estas linhas geram ondas solitárias muito estáveis que se propagam sem alterar sua forma (sólitons) transmitindo informações precisas em longa distância. As LTNLs possuem muitas vantagens, além de fácil montagem, por serem formadas por uma rede de capacitores e indutores; a geração de sólitons é uma técnica

promissora na construção de geradores de RF (radiofrequência) de alta potência compactos para o uso em radares nas plataformas móveis de defesa e nos veículos espaciais (satélites) para comunicação, sem a necessidade de dispositivos eletrônicos a vácuo (TWT, Klystron) normalmente utilizados em geração de RF.

A proposta é analisar capacitores a base de PTZ e indutores com núcleo de ferrita atuando em linhas de transmissão não lineares, pois se o dielétrico da linha é não linear durante a propagação do pulso, a sua amplitude de maior valor viajará mais rápido do que sua amplitude inicial se a permissividade  $\epsilon$  diminuir com a tensão. E de forma análoga o mesmo modelamento de pulso pode ser obtido usando-se materiais magnéticos não lineares, porque a permeabilidade  $\mu$  destes materiais diminui com o aumento da corrente [3].

Tendo em vista a importância da qualidade e confiabilidade em circuitos eletrônicos empregados em sistemas espaciais e na área de defesa, esta dissertação de mestrado tem o intuito de caracterizar os componentes escolhidos complementando as informações cedidas pelas fabricantes e comprovar se os mesmos estão de acordo com as especificações fornecidas. Isso será de grande utilidade, já que os fabricantes de materiais elétricos e magnéticos normalmente não fornecem todos dados exigidos em seus manuais ou catálogos como a tangente de perdas, por exemplo, o que é imprescindível em projetos que utilizam componentes em aplicações de RF ou de ondas milimétricas.

### **1.1. O ambiente espacial**

No ambiente espacial existem muitos fenômenos geofísicos e alguns deles afetam a vida útil de sistemas espaciais, dentre eles: atmosfera (vácuo), plasma, radiação, processos térmicos, meteoritos ou lixo espacial, Sol, campo gravitacional e campo magnético. O espaço próximo à Terra e os ambientes atmosféricos influenciam fortemente no projeto dos sistemas espaciais para as missões, pois afetam seu tamanho, peso, complexidade e custo. Algumas interações ambientais também limitam o potencial técnico destes sistemas.

Eles podem causar avarias dispendiosas ou até mesmo a perda de componentes ou subsistemas. A operação em condições de vácuo já pode representar problemas significativos para muitos sistemas espaciais, pois ocorre a degasagem ou sublimação de substâncias químicas que podem agir como contaminantes em outras superfícies. Mesmo antes de atingir a órbita final desejada, as partículas da atmosfera podem incidir sobre superfícies ópticas e degradar o desempenho da instrumentação eletro-óptica, porque não há nenhuma maneira prática para limpar as superfícies do satélite uma vez que os veículos alcançaram sua órbita. Portanto, manter o controle de contaminação eficaz durante o projeto e desenvolvimento é uma questão importante para a maioria dos sistemas espaciais.

Uma vez que a órbita é alcançada, o satélite é submetido a uma atmosfera muito tênue. Em órbitas mais baixas o satélite é bombardeado por partículas atmosféricas em velocidades orbitais da ordem de 8 km/s e as interações entre o satélite e a atmosfera neutra podem corroer sua superfície, afetando as propriedades térmica e elétrica do satélite e, conseqüentemente, a degradação do mesmo.

Em altitudes de transporte, aproximadamente 300 km, cerca de 1% da atmosfera é ionizada e esta porcentagem aumenta a 100% de ionização no ambiente geossíncrono. A presença destas partículas carregadas, chamadas de plasma, pode causar carregamento diferencial de componentes na superfície e no interior dos satélites. Esta carga pode exceder a tensão de ruptura (*breakdown*) do campo elétrico e por descarga eletrostática causar a ruptura de componentes eletrônicos. A radiação espacial originada de partículas aprisionadas nos cinturões de radiação, explosões solares ou raios cósmicos galácticos são mais energéticos, pois os elétrons com energias de cerca de 200 keV a 1,5 MeV podem se incorporar em componentes dielétricos e produzir descarga eletrostática no isolamento dos cabos e placas de circuito. Este excesso de carga pode interferir no sinal de subsistemas ou o funcionamento dos seus dispositivos. Mesmo que pequena, a carga pode alterar o potencial elétrico do satélite em relação ao espaço e afetar a operação



da instrumentação de bordo. Os efeitos totais desta alta energia da radiação podem degradar dispositivos microeletrônicos, painéis solares e sensores e interromper temporariamente ou danificar permanentemente os componentes.

A temperatura do ambiente espacial depende principalmente da altitude. A fonte majoritária de aquecimento sobre um satélite é sem dúvida o Sol, o subsistema de controle térmico tem como tarefa manter e controlar a temperatura dentro dos limites requisitados para os diferentes subsistemas do satélite. Os limites são geralmente divididos em: limite de sobrevivência e operacionais (incluindo baixa e alta temperatura). O limite de sobrevivência abrange a faixa de temperatura do componente ou equipamento por toda sua vida, até mesmo fora de operação. Já o limite de operação respeita a faixa de temperatura permitida do componente ou equipamento. Quando excedidos os limites, os componentes ou equipamentos podem ser danificados permanentemente.

Em órbita, os satélites são periodicamente submetidos a impactos sob hipervelocidade de partículas de 1  $\mu\text{m}$  ou pedaços maiores de poeiras e detritos. Se as partículas impactantes são originárias do espaço, são chamadas de micrometeoritos, mas se são produzidas pelo homem então são denominadas lixo espacial (lascas de tinta, partes de satélites, partes de estágios superiores de foguetes, por exemplo). Uma única colisão com um grande micrometeorito ou um pedaço de lixo espacial pode pôr fim a missão e a probabilidade de isso acontecer aumenta significativamente com grandes constelações de satélites. E para minimizar o risco de acidentes, deve-se estimar a probabilidade de ocorrência de choques e incluir medidas preventivas no projeto de satélites e naves espaciais, além de também incorporar medidas de mitigação das chances de geração de detritos espaciais.

Uma preocupação adicional que se deve ter no espaço é com a atividade solar que varia entre mínima e máxima num ciclo de 11 anos, e prever o nível, em determinado momento futuro é altamente incerto. Mas por outro lado, a média durante um período de tempo prolongado pode ser conhecida. Muitos efeitos ambientais do espaço são fortemente dependentes do ciclo e a atividade solar

e eles são monitorados através dos índices das manchas solares. Os satélites decaem muito pouco durante mínimo solar e rapidamente durante o máximo solar e isso geralmente produz deterioração maior porque o satélite está mais baixo. Nota-se que o tempo para o decaimento do satélite é geralmente melhor medido em ciclos solares do que em anos.

A gravidade é de longe o efeito mais importante porque é ela que rege os parâmetros da órbita do satélite. Embora a aproximação possa ser feita considerando a Terra perfeitamente esférica, sabe-se que este não é o caso e que, para órbitas baixas, as irregularidades do campo gravitacional constituem um elemento de perturbação.

A microgravidade, também chamada de ausência de peso, queda livre, ou zero g, é a quase completa ausência de qualquer um dos efeitos da gravidade. No ambiente de microgravidade de um satélite, objetos não caem, partículas não se acomodam em solução, as bolhas não sobem e a corrente de convecção não existe em virtude da imponderabilidade de satélite (queda livre). No entanto, quando em órbita baixa, onde todos esses fenômenos ocorrem, a força da gravidade é de cerca de 90% do valor na superfície da Terra. De fato, é o campo gravitacional que mantém o satélite em sua órbita. Em órbita terrestre a microgravidade acontece porque o satélite está em queda livre, ou seja, está continuamente caindo no espaço e todas as partes do satélite estão caindo em conjunto. Em uma órbita circular a velocidade tangencial do satélite é suficiente para a queda contínua em direção da Terra mantenha o satélite à mesma distância a partir do centro da Terra. O termo microgravidade é usado no ambiente do espaço porque na prática a gravidade zero não pode realmente ser alcançada. Dois objetos soltos lado a lado de um prédio alto cairão em direção ao centro da Terra porque são pequenos em relação ao tamanho da Terra e por isso são puxados pela sua gravidade. Porém, um satélite em órbita sob a influência do arrasto atmosférico ou da pressão da radiação solar vai sofrer uma força muito pequena devido à essa pressão externa. A microgravidade leva a uma ampla variedade de processos químicos e de fabricação que não podem ocorrer na superfície da Terra. Materiais aquecidos

não fervem partículas mais pesadas não se acomodam em uma solução e bolhas não sobem à superfície e isso permite uma mistura mais uniforme e reações químicas que não poderiam ocorrer na Terra. Mas a microgravidade também pode trazer benefícios à ciência, uma vez que a sedimentação não ocorre, muitos cristais que têm uma variedade de aplicações industriais podem ser formados no espaço. Com menos recipientes no processamento e o preparo no ambiente de vácuo espacial podem levar à fabricação de substâncias químicas extremamente puras para uso em produtos farmacêuticos.

Quando o satélite está em uma atmosfera superior ele é afetado pela elevação do arrasto aerodinâmico, pelo calor e por efeitos quimicamente corrosivos dos elementos altamente reativos como o oxigênio atômico. Os efeitos da sustentação aerodinâmica e aquecimento são importantes durante lançamento e reentrada. O arrasto depende do coeficiente balístico (que é uma função da composição da atmosfera e temperatura), a velocidade relativa do vento e a densidade atmosférica.

Altitudes entre 120 e 600 km estão dentro da termosfera da Terra, onde na região acima de 90 km ocorre a absorção da radiação ultravioleta extrema proveniente do Sol, o que resulta em um aumento muito rápido da temperatura na faixa de altitude de 200-250 km. Esta temperatura se aproxima de um valor limite, a chamada temperatura exosfera, cuja média de valores varia entre 600 e 1.200 K ao longo de um ciclo solar típico. A termosfera pode também ser fortemente aquecida pela atividade geomagnética, que transfere energia a partir da magnetosfera e ionosfera. O aquecimento devido à radiação ultravioleta extrema e sua variação no ciclo solar tem o maior efeito sobre o tempo de vida de um satélite. Perturbações geomagnéticas são geralmente muito breves para afetar significativamente o tempo de vida. A radiação ultravioleta extrema do Sol é completamente absorvida antes de atingir o solo e não é medida periodicamente nos instrumentos dos satélites, conseqüentemente, seus efeitos são imprevisíveis.

O oxigênio atômico atmosférico predominante entre 200 km e 600 km é outro fator importante do efeito da atmosfera superior nos sistemas. Esta forma de oxigênio pode reagir com filmes orgânicos finos, compósitos avançados e superfícies metalizadas resultando na degradação do desempenho do sensor.

Com a interação do vento solar com o campo magnético da Terra, uma parte da energia cinética do vento solar é convertida em energia magnética causando tempestades magnéticas que se dissipam ao longo do tempo. Essas tempestades produzem um plasma energizado (5 a 50 keV) que é lançado em direção à Terra. Este plasma quente pode se estender para órbitas geossíncronas, cobrindo a superfície de qualquer satélite e produzindo dentro delas elevadas tensões negativas. O potencial elétrico de um satélite ou componente é medido em relação ao plasma no qual está imerso, onde o fluxo de corrente é zero. A tensão na superfície do componente, também depende da capacitância do material, especialmente no chão do veículo. Um arco eletrostático ocorre se o campo elétrico exceder o campo de breakdown (BD) ao longo da superfície do material, por meio do material, ou entre materiais adjacentes. A interferência eletromagnética, EMI, a partir de tais arcos pode levar a uma forma irregular de operação do satélite.

Quando não se pode evitar descargas é preciso selecionar materiais alternativos, ou considerar alternativas como a filtragem especial, cabeamento e aterramento ou então modelos de simulação de interferência eletromagnética e teste de descarga eletrostática. Os cinturões de Van Allen (cinturões de radiação) é a região de atuação do campo magnético terrestre que sofre influência do vento solar e constitui ameaça permanente à órbita do satélite, pois eles contêm elétrons e íons com energias superiores a 30 keV que são distribuídos de modo não uniforme dentro da magnetosfera e quando depositam sua energia na superfície externa do satélite, os íons de baixa energia podem causar um aumento de temperatura [4].

## 1.2. Linha de transmissão não linear

Linhas de transmissão não linear (LTNL's) são formadas por indutores e capacitores interligados onde um dos elementos é não linear, ou seja, possuem indutância ou capacitância não lineares com intuito de gerar pulsos rápidos com tempos de subida na faixa de nanosegundos ou picosegundos por meio de sólitons. Sólitons são ondas solitárias muito estáveis que se propagam sem alterar sua forma. O princípio de operação da LTNL baseia-se nas propriedades do meio não linear em que a onda se propaga. Em um meio não linear em que a permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r$  decai com a tensão, a velocidade da onda de propagação  $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon_r(V)}$  aumenta com a amplitude do pulso de entrada e o tempo de subida do pulso é distorcido na saída. Este efeito em LTNLs é explorado pela redução do tempo de subida do pulso de saída ou compressão do pulso de entrada, pois como o pico do pulso viaja mais rápido do que as amplitudes mais baixas durante a subida do pulso, então forma-se uma onda de choque na saída (efeito *catch-up*). Esta técnica tem sido utilizada em aplicações em que há necessidade de tempos curtos de subida do pulso (<100 ns) como em ativação de lasers de CO<sub>2</sub>. Para esta técnica a linha de transmissão pode ser composta por indutores e capacitores utilizando um elemento não linear L (I) ou C (V) ou uma linha de transmissão contínua usando um dielétrico ou um meio magnético não linear. Por exemplo, a Figura 1.1 **Erro! Fonte de referência não encontrada.** mostra uma linha LC com várias seções usando capacitores não lineares para a formação de ondas de choque com tempo de subida rápido na saída.

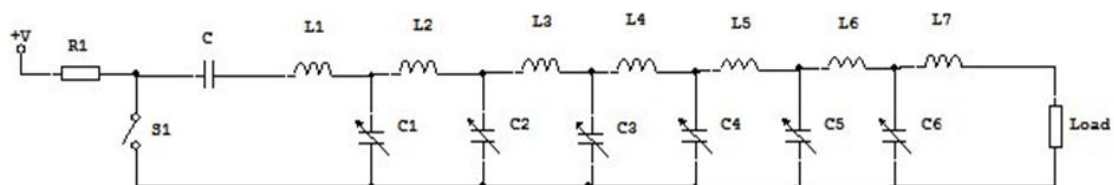


Figura 1.1 - Linha LC contendo capacitores não lineares.

No entanto, uma vez que a linha é dispersiva o tempo de subida mínimo do pulso na saída é limitado pela frequência de corte de Bragg da linha dada por:

$$f_{co} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC(V_{m\acute{a}x.})}}, \quad (1.1)$$

onde  $C(V_{m\acute{a}x.})$  é a capacitância mínima no pico de tensão. Geralmente devido à grande não linearidade de materiais magnéticos, as linhas contínuas ferromagnéticas são mais efetivas do que linhas dielétricas com uma redução mais eficaz no tempo de subida do pulso. As ferritas na saturação, têm sua permeabilidade relativa decrescida de 1000 para um valor da ordem de 2 ou 3, enquanto que a cerâmica ferroelétrica terá sua permissividade relativa quando saturada, ainda na ordem de algumas centenas na amplitude máxima aplicada. Semelhante aos materiais dielétricos, a queda da permeabilidade relativa da ferrita ( $\mu_r(I)$ ) provocada pela corrente de saturação aplicada conduzirá à compressão do tempo de subida do pulso, tal como ilustrado na Figura 1.2.

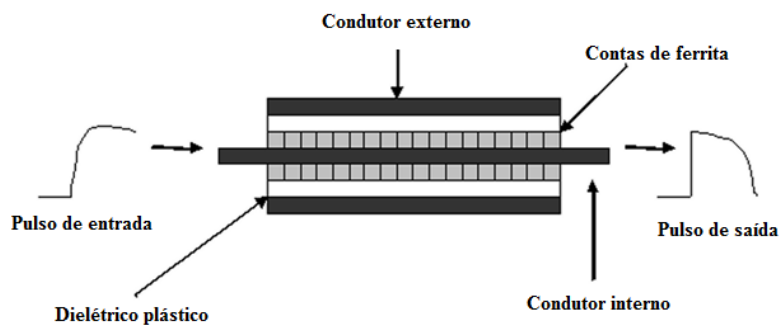


Figura 1.2 - LTNL ferromagnética usada para compressão de pulso.

No entanto, no caso de se utilizar uma linha dielétrica para compressão de pulsos uma geometria de placa paralela plana é mais apropriada. Isto porque em uma linha coaxial o campo elétrico não uniforme no dielétrico resultaria em uma degradação adicional do tempo de subida de pulso na saída. Por outro lado, se um pulso de entrada plano é injetado em uma linha não linear LC com um tempo de subida  $t_{ri}$  na ordem de  $1/f_{co}$  o espectro do pulso de saída pode ser decomposto em um trem de ondas solitárias, tal como ilustrado na Figura 1.3.

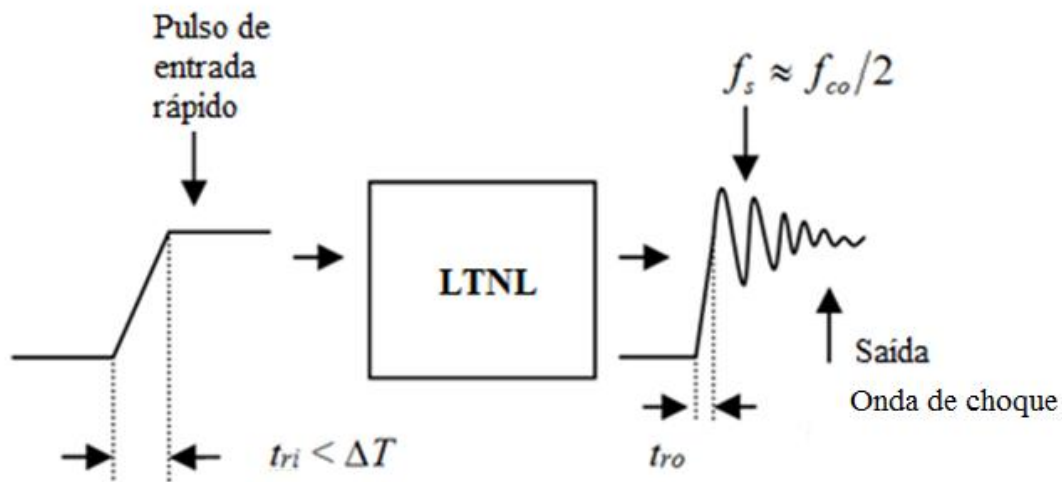


Figura 1.3 - Ilustração de uma oscilação de sólitons produzidos por LC.

Este fenômeno foi observado nos anos 60 em experimentos com compressores de pulso para lasers. A explicação para esse efeito é que a dispersão da linha limita o tempo de subida do pulso de saída  $t_{ro}$  a aproximadamente  $1/f_{co}$ , pois como a energia não pode se propagar acima da frequência do filtro passa-baixa da linha de Bragg, a inclinação da onda de choque de saída não pode se tornar infinita. A frequência central típica de operação para esta linha de sólitons gerados é próxima da frequência de Bragg se um elevado número de seções LC ( $n > 30$ ) for usado. A frequência de sintonia pode ser obtida através de uma polarização DC (tensão de *bias*) para os capacitores não lineares ou através do controle de pequena corrente de *bias* quando se emprega indutores não lineares na LTNL. A dispersão da linha LTNL indutiva pode ser controlada por capacitores adicionais dispostos na linha em ligação cruzada (*cross-link*) através de dois indutores em seções adjacentes, se desejado [23].

Um grande avanço em 2007 foi alcançado em termos de frequência de operação máxima, potência de pico de pulso e frequência de repetição usando uma linha indutiva com capacitores de plástico lineares e contas de ferrita. Foi um excelente resultado, em contraste com as antigas LTNLs, isto é, fontes de sólitons feitas com diodos Schottky/varactores ou de placas paralelas de titanato de bário como dielétricos não lineares e indutores lineares, os quais nunca se aproximaram dos níveis obtidos com este novo dispositivo. Na

verdade, Seddon et al. da BAE Systems [23] desenvolveu essa nova fonte que foi capaz de produzir um trem de sólitons em uma frequência de operação entre 200 MHz e 1 GHz com potência de pico de 20 MW em uma taxa de repetição de pulso de 1 kHz. O ponto crucial para o funcionamento do sistema era a saturação pesada do uso da ferrita e as ligações cruzadas de capacitores para aumentar a dispersão da LTNL. Além disso, aparentemente, na sua concepção a frequência de ressonância das contas de ferrita estava acima da frequência máxima obtida e esses materiais magnéticos responderam a pulsos com tempos de subida abaixo de ns. Em seu trabalho, as contas de ferrita utilizadas no projeto LTNL não foram divulgadas, bem certos detalhes do projeto, uma vez que é de propriedade da BAE.

As cerâmicas dielétricas e as ferritas caracterizadas neste trabalho estão sendo testadas para a construção de linhas de transmissão dielétricas não lineares (LTNLs) para a geração de micro-ondas de alta potência a fim de serem aplicadas em veículos espaciais. Em aplicações espaciais as LTNLs têm sido estudadas com o objetivo de substituir tubos de onda (TWT) e amplificadores de potência de estado sólido (SSPA) usados em satélites para transmissão de dados de imagem, telemetria e comunicações. A razão para isso é porque LTNLs são compactas e não precisam de fontes auxiliares de alta tensão e filamento de aquecimento. Como primeira tentativa, foram gerados sub sinais de micro-ondas de alta potência da ordem de 250-400 MHz usando placas cerâmicas ferroelétricas de  $\text{BaTiO}_3$  (BT). No entanto, devido à alta perda dielétrica não foi possível alcançar um alto nível de modulação das oscilações obtidas [17] [24]. Recentemente, uma LTNL foi construída utilizando um material piezoelétrico diferente, ou seja, PMN (composto cerâmico a base de manganês, nióbio e chumbo) como o meio para a geração de RF não linear, mas mais uma vez os resultados foram desapontadores devido às fortes oscilações amortecidas na saída devido às perdas dielétricas mais elevadas do PMN utilizado [22].

As cerâmicas dielétricas apresentam um comportamento não linear devido à variação da permissividade relativa com a tensão, o que é um requisito



primordial para a geração de sóliton em micro-ondas ou na faixa de RF. Descritos por uma função quadrática secante hiperbólica, sólitons são oscilações geradas em LTNLs devido à permissividade elétrica relativa variar com a amplitude do pulso de entrada aplicado e estas oscilações podem ser geradas na faixa de micro-ondas. Em princípio, LTNLs poderiam fornecer pico de potência de RF de dezenas de megawatts a uma determinada taxa de repetição de pulsos (0,1 - 1 kHz) usando dielétricos cerâmicos com alta tensão de *breakdown* (BD em dezenas de kV/cm) e com tangente de perdas abaixo de 1 %. Os capacitores dielétricos com base em PZT e BT possuem tensão de BD da ordem de 50 kV/cm e 100 kV/cm, respectivamente. No entanto, a tangente de perdas desses dispositivos em frequências inferiores a GHz não é fornecida pelos fabricantes. A fim de utilizar um dielétrico com menores perdas, neste trabalho é sugerido pela primeira vez o uso de PZTs em LTNLs de alta potência, uma cerâmica piezoelétrica que é normalmente utilizada em sensores e transdutores de aplicações industriais. No entanto, para reduzir as perdas dielétricas este material pode ser despolarizado para aplicações em LTNLs.

### 1.3. Objetivos

Caracterizar as propriedades eletromagnéticas de capacitores cerâmicos de PZT e de ferritas por meio de:

- 1) Medidas de permissividade elétrica relativa do substrato cerâmico a base de titanato zirconato de chumbo - PZT.
- 2) De posse de  $\epsilon_r'$  e  $\epsilon_r''$  calcular o fator de dissipação do dielétrico (ou tangente de perdas) para se conhecer o quanto de energia é perdida em relação à armazenada. Isto está diretamente relacionado com o fator de qualidade [5].
- 3) Realizar medidas de permeabilidade magnética relativa de materiais magnéticos do tipo ferrita.

- 4) De posse de  $\mu_r'$  e  $\mu_r''$  calcular o fator de dissipação que é dado pela razão da parte imaginária pela parte real e como no caso anterior, é desejável ter baixo fator de dissipação e alto fator de qualidade.
- 5) Analisar os resultados através e do parâmetro de rede  $S_{11}$  nas frequências entre 10 MHz e 1 GHz utilizando um VNA.

## 2 EMBASAMENTO TEÓRICO

Neste capítulo serão abordados os conceitos sobre a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética, os materiais escolhidos para a análise e a importância deles em linhas de transmissão não lineares.

### 2.1. Permissividade elétrica

Basicamente, são duas as propriedades específicas a serem consideradas na escolha de um material dielétrico a ser usado em alta frequência: a permissividade elétrica relativa ( $\epsilon_r$ ) do material e a tangente de perdas ( $\tan \delta$ ). Em geral, os materiais mais procurados são aqueles que apresentam permissividade alta (quando se deseja miniaturização) e baixas perdas, ou seja, valores de  $\epsilon_r > 20$  e  $\tan \delta < 10^{-3}$ .

Permissividade elétrica ( $\epsilon$ ) ou constante dielétrica (como dito em algumas literaturas) é um parâmetro físico que descreve como um campo elétrico afeta e é afetado por um meio. É a habilidade de um material polarizar-se em resposta a um campo elétrico aplicado e, desta forma, cancelar parcialmente o campo dentro do material. Cada material tem sua permissividade característica e a razão desta pela permissividade do vácuo resulta na permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ). Quando o material entra em contato com o campo elétrico, surgem cargas de polarização (dipolos) que tendem a se alinhar com ele devido a um torque resultante, como se pode observar na Figura 2.1. O material então reage ao campo elétrico externo criando assim um campo elétrico interno e o alinhamento das moléculas do material na direção do campo elétrico externo é chamado polarização.

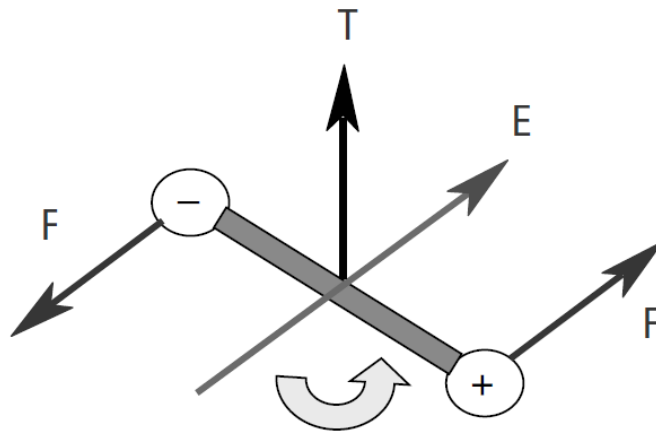


Figura 2.1 - Dipolo molecular imerso em um campo elétrico.

A susceptibilidade elétrica ( $X_e$ ) diz o quão facilmente o material se polariza em resposta a um campo elétrico. E como:

$$P = \epsilon_0 X_e E, \quad (2.1)$$

onde,  $\epsilon_0$  é a permissividade elétrica no vácuo,  $X_e$  é a susceptibilidade elétrica,  $E$  é o campo elétrico total (incluindo o campo elétrico formado pelo material em resposta ao campo elétrico externo) e  $P$  é o momento de dipolo por unidade de volume.

Sua equivalente em termos de deslocamento elétrico é dada por:

$$D = \epsilon E = \epsilon_0 E + P. \quad (2.2)$$

E a relação entre a permissividade e a susceptibilidade elétrica:

$$\epsilon = \epsilon_0 (1 + X_e), \quad (2.3)$$

onde,  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ .  $\epsilon_r$  é definida como a permissividade absoluta e  $E =$  campo elétrico.

Portanto, num meio qualquer:  $X_e = \epsilon_r - 1$  e no vácuo  $X_e = 0$ , onde  $\epsilon_r$  é a permissividade elétrica relativa ou específica.

A permissividade elétrica relativa complexa é composta por uma parte real, ( $\epsilon_r'$ ) e uma parte imaginária ( $\epsilon_r''$ ) que representa as perdas dielétricas [5]:

$$k = \epsilon_r^* = \frac{\epsilon^*}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \left(\frac{\epsilon'}{\epsilon_0}\right) - j\left(\frac{\epsilon''}{\epsilon_0}\right) \quad (2.4)$$

A constante dielétrica diz o quanto o material em consideração é melhor que o vácuo onde  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  F/m. Neste processo, obviamente existem perdas associadas que tendem a aumentar com a frequência, a parte real ( $\epsilon_r'$ ) indica o quanto de energia de um campo externo foi armazenada no material ( $\epsilon_r' > 1$  para a maioria dos sólidos e líquidos) e a parte imaginária ( $\epsilon_r''$ ) indica o quanto de energia foi dissipada, que é geralmente maior que zero e muito menor que  $\epsilon_r'$  [6]. As partes real e imaginária são defasadas em  $90^\circ$  e o vetor resultante da soma forma um ângulo  $\delta$  com o eixo da parte real ( $\epsilon_r'$ ), conforme mostra a Figura 2.2. A tangente deste ângulo é chamada tangente de perdas ou fator de dissipação (FD), geralmente expressa em % e representa as perdas do material como:

$$\text{tang } \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} = \text{FD} \quad (2.5)$$

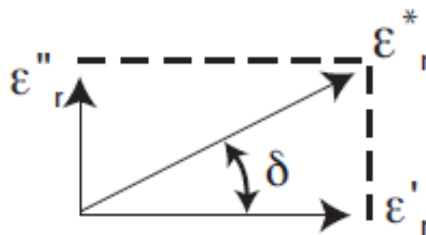


Figura 2.2 - Diagrama dos vetores de permissividade.

Outro aspecto importante nas aplicações práticas dos materiais dielétricos é a dependência do valor da permissividade com a frequência. Quando um campo elétrico alternado é aplicado a um meio dielétrico, os dipolos do material tentam se reorientar com o campo, num processo que requer um tempo finito. Para cada tipo de polarização existe um tempo mínimo de reorientação que depende da facilidade com que os dipolos em particular sejam capazes de se

realinharem. O material é considerado dielétrico se ele tem a capacidade de armazenar cargas quando aplicado um campo elétrico externo [6] e isso pode ser observado facilmente em componentes eletrônicos como capacitores.

### **2.1.1. Capacitores**

Podem ser encontrados em quase todos os circuitos eletrônicos em diversas formas, modelos e tamanhos. A finalidade básica de um capacitor é apresentar uma capacitância em um circuito, ou seja, armazenar cargas elétricas com o campo elétrico e através desse armazenamento ter determinados efeitos sobre um circuito. Houve tempo em que estes componentes eram chamados “condensadores”, e até hoje alguns fazem isso, porque se acreditava que eles tinham a propriedade de “condensar” a eletricidade. Em conjunto com outros componentes podem desempenhar funções variadas como filtros, acoplamento, circuitos retificadores, circuitos ressonantes, divisores de frequências, por exemplo. Basicamente, um capacitor é formado por dois eletrodos metálicos, os quais são denominados de placas, sendo elas separadas por um material isolante denominado “dielétrico”. O dielétrico pode ser de papel, vidro, poliéster, plástico, mica (silicato de alumínio), ar e até mesmo o vácuo, como ilustrado na Figura 2.3.

Eles podem ser fixos ou variáveis, com polarização ou não. Denominam-se capacitores fixos aqueles que têm uma capacitância determinada pela sua construção, que podem ser planos, tubulares ou em disco, diferentemente dos capacitores ajustáveis e variáveis que podem ter sua capacitância alterada por uma ação externa. Quando a tensão DC é aplicada ao capacitor, uma carga elétrica é armazenada em cada eletrodo. Enquanto o capacitor está carregando, a corrente flui. A corrente será interrompida quando o capacitor está totalmente carregado, ou seja, tensão igual à aplicada entre seus terminais.

Para muitos tipos de capacitores, o dielétrico usado no componente define o nome do capacitor. Assim, um capacitor de poliéster tem este material plástico como isolante. Quando ligamos as placas de um capacitor a um gerador (uma bateria, por exemplo), a placa ligada ao polo positivo se carrega positivamente, enquanto que a outra carrega-se negativamente. A quantidade de cargas armazenadas na placa positiva é a mesma que a armazenada na placa negativa, diferindo apenas quanto à polaridade. Mesmo depois de retirarmos a bateria do circuito, o capacitor mantém em suas placas as cargas elétricas, e estas apresentam a mesma diferença de potencial da bateria que foi conectada. Então o capacitor encontra-se carregado. A relação entre a quantidade de cargas que pode ser armazenada em um capacitor e a tensão (V) que mantém estas cargas nas placas é denominada capacitância, ou capacidade do capacitor (C), sendo medida em Farads (F), de acordo com:

$$C = \frac{Q}{V}. \quad (2.6)$$

Quanto maior for a tensão aplicada a um capacitor, maior será a quantidade de cargas que ele pode armazenar, pois a capacitância depende dos seguintes fatores:

- Superfície das placas: quanto maiores forem as placas, maior será a capacitância do capacitor. Nos tipos comuns, uma maneira de se obter maior capacitância consiste em se usar placas flexíveis no formato de tiras, colocando entre elas o dielétrico e depois enrolando-se estas tiras de modo a ocupar pequenos espaços. Os capacitores deste tipo são denominados “tubulares”. Na Figura 2.3 (b), tem-se um exemplo de capacitor deste tipo.
- Distância de separação entre as placas: quanto maior for a separação entre as placas, menor será a capacitância, é possível notar na Figura 2.3 (a). Não devemos aproximar muito as placas uma da outra, porque com isso pode ocorrer a ruptura do dielétrico com tensões mais altas, ou

seja, a corrente pode “saltar” entre as placas. A tensão máxima de um capacitor é justamente determinada pela espessura do dielétrico.

- Natureza do dielétrico, ou seja, da permissividade da substância usada como isolante.

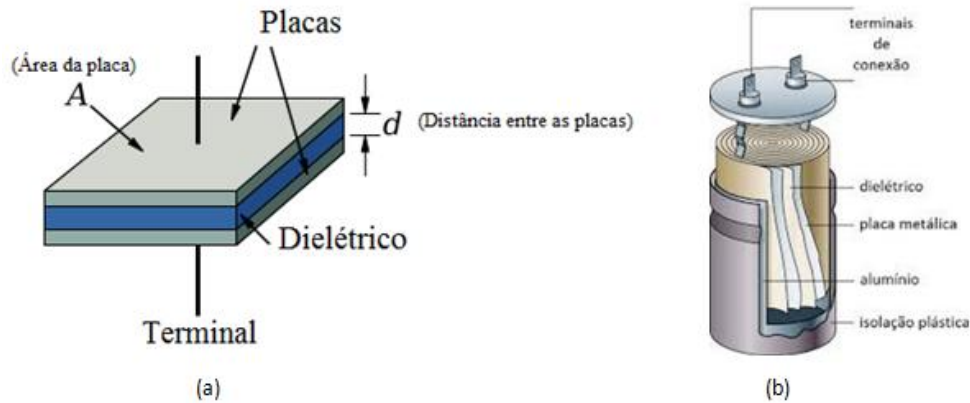


Figura 2.3 – (a) Capacitor de placas retangulares e (b) Capacitor tubular.

Para descarregar um capacitor é preciso oferecer um percurso para que as cargas de uma placa fluam para a outra e haja a neutralização. Assim, interligando as placas por um circuito externo, os elétrons da placa carregada negativamente fluem para a positiva, ocorrendo a neutralização, ocorrendo então a descarga do capacitor.

Os capacitores mais comuns, usados nas aplicações práticas são os de dielétricos de diversos tipos de plásticos (styroflex, poliéster, por exemplo) e os cerâmicos, além de encontrarmos os tipos de mica nas aplicações mais críticas. Existem também tipos especiais denominados eletrolíticos como os de alumínio, tântalo e nióbio que possuem dielétricos químicos.

Um capacitor real não possui capacitância pura, como representado na Figura 2.4, pois ele possui uma resistência devido às placas do capacitor ( $R_{placa}$ ), uma resistência em paralelo que representa as perdas do dielétrico ( $R_{diel}$ ) e uma indutância  $L_{Term}$  e capacitância  $C_{Term}$  devido às perdas dos terminais.



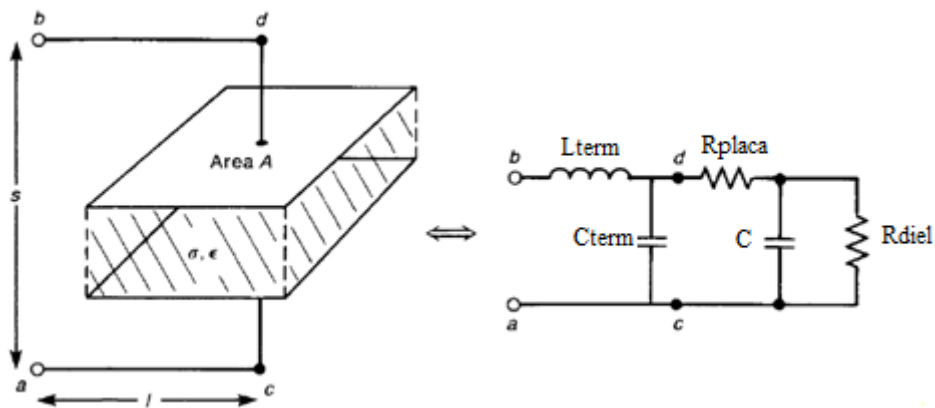


Figura 2.4 - Modelamento físico e o circuito equivalente [12].

$R_{diel}$  = perdas (polarização e ôhmica) no dielétrico.

$R_{placa}$  = resistência das placas (em capacitores cerâmicos tem um valor pequeno em relação aos outros elementos, podendo ser desconsiderada).

$C_{term}$  e  $L_{term}$  = capacitância e indutância parasitas dos terminais ligados ao capacitor.

Os elementos parasitas dependem da configuração dos terminais, se eles estão em U ou ligados a 90° do capacitor. Geralmente  $C_{term}$  é muito menor do que a capacitância ideal, podendo então ser desprezada. Já  $L_{term}$  cresce com o aumento da frequência e acima da frequência de ressonância o capacitor passa a se comportar como um indutor.

A Resistência  $R_{placa}$  é representada em série com a capacitância  $C$  e tem valor muito baixo, alguns miliohms em baixas ou médias frequências, sendo desprezada nestas faixas de frequências. Ela se torna significativa apenas em altas frequências devido ao seu aumento provocado pelo efeito pelicular (*skin effect*).

A impedância do capacitor ideal é dada por:

$$\hat{Z}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C}, \quad (2.7)$$

decrecendo com a frequência (-20dB/década) com ângulo de fase -90°.

A frequência efetiva máxima do capacitor geralmente é limitada pela indutância do capacitor e pelos seus terminais. O capacitor real será capacitivo até que  $|X_{C_{ideal}}| = |X_{L_{term}}|$ , depois entrará em ressonância dada por (2.8) e a impedância crescerá com o aumento de  $X_L$ .

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{term}X_{C_{ideal}}}} \quad (2.8)$$

onde,  $f_R$  é a frequência de ressonância. Acima de  $f_R$  os capacitores não funcionam, uma vez que são usados como desvios de baixa impedância para redirecionar o ruído de alta frequência para o terra antes que ele possa se propagar para a carga ou outros componentes do circuito.

Desprezando-se a resistência do dielétrico ( $R_{diel}$ ) e a capacitância dos terminais ( $C_{Term}$ ), é possível fazer uma análise do comportamento do capacitor conforme se aumenta a frequência de operação. A impedância  $Z$  do capacitor real é descrita como  $R+jX$  e sendo assim:

$$Z = \frac{R - j(1 - \omega^2 L_{term} C_{ideal})}{\omega C_{ideal}} \quad (2.9)$$

Em frequências abaixo da ressonância a parte imaginária de  $Z$  é negativa e o capacitor tem um efeito capacitivo. Na frequência de ressonância, os efeitos capacitivos e indutivos se anulam mutuamente, isso faz com que a impedância seja mínima e igual ao valor do resistor ( $Z=R_{placa}$ ). E acima da frequência de ressonância, a parte imaginária de  $Z$  se torna positiva fazendo com que o capacitor se comporte como um indutor. Este efeito na se manifesta na prática com uma aparente elevação da permissividade do capacitor com a frequência, atingindo um pico na frequência ressonância e seguindo um abrupto de decréscimo para valores negativos nesta frequência.

A frequência de operação é muito importante na escolha do tipo de capacitor, em que a frequência efetiva máxima é normalmente limitada pela indutância e capacitância dos terminais, pois em uma determinada frequência o capacitor entra em ressonância com sua indutância. Acima da sua frequência de

ressonância o capacitor se comporta como uma reatância indutiva e sua impedância cresce com a frequência.

Os capacitores são categorizados pelo material dielétrico que contêm e a frequência em que se deseja operá-los. Por isso, ele pode ser adequado para uma aplicação, mas para outra não. A Figura 2.5 mostra as faixas de frequência utilizáveis por diversos tipos de capacitores e a linha tracejada indica a variação devido as técnicas de construção utilizadas, valores de capacitância, por exemplo.

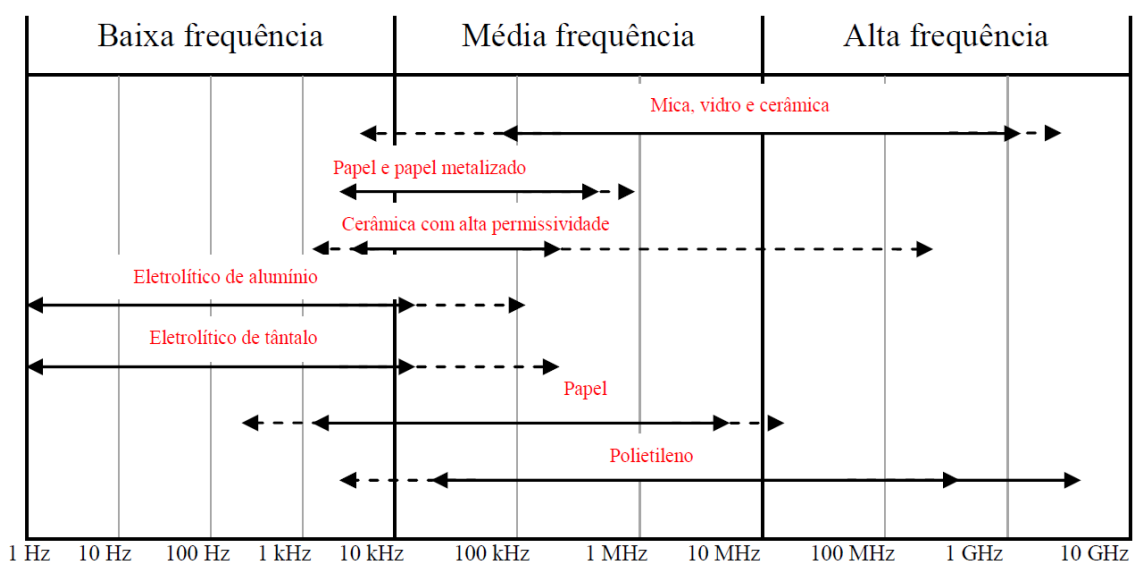


Figura 2.5 - Faixas de frequências dos capacitores [9].

Capacitores de disco de cerâmica, com placas planas e redondas são mais eficazes para frequências mais altas do que os de placas quadrada ou retangular. [7]. Quando se trabalha em altas frequências, a preocupação é com a ressonância e o aumento do fator de dissipação (tangente de perdas), já em frequências baixas, é com a maior capacitância prática disponível. A primeira desvantagem de um capacitor eletrolítico é o alto valor de capacitância que se pode colocar na cápsula, pois a razão da capacitância pelo volume é maior do que para qualquer outro tipo de capacitor. Um capacitor de alumínio também tem desvantagem, ele pode ter 1  $\Omega$  de resistência em série, enquanto o valor típico é de aproximadamente 0,1  $\Omega$ . Essa resistência em série cresce com a frequência (devido às perdas no dielétrico) e com a diminuição da temperatura.

Em -40 °C a resistência em série pode ser de 10 a 100 vezes maior do que em 25°C. E devido ao seu tamanho, o capacitor eletrolítico de alumínio também tem alta indutância. Portanto, eles são normalmente usados em baixa frequência abaixo de 25 kHz. Para se obter um maior tempo de vida, ele não deve ser utilizado com mais de 80 % da tensão nominal e mesmo operando com menos de 80 % isso não fornece uma confiabilidade adicional. Um capacitor não polarizado pode ser reproduzido através de dois capacitores eletrolíticos de valores iguais ligados em série, mas polarizados em direções opostas. A capacitância resultante será a metade do capacitor individual e a tensão nominal é a igual ao do capacitor individual.

Quando os capacitores eletrolíticos são utilizados em AC ou circuitos de pulso DC, o valor de *ripple* não deve exceder o valor máximo fornecido pelo fabricante, caso contrário ocorre um aquecimento interno excessivo. Normalmente, o valor máximo de *ripple* é especificado em 120 Hz, operação típica como um filtro de capacitor em circuito retificador de onda completa. A temperatura é a principal causa de envelhecimento e os eletrolíticos nunca devem operar fora da temperatura recomendada. Capacitores eletrolíticos de tântalo têm menor resistência série, menor indutância, maior capacitância por volume e são mais indicados para o uso em alta frequência do que eletrolíticos de alumínio. Em geral, eles são mais estáveis com o tempo, temperatura e choque. Ao contrário dos eletrolíticos de alumínio, a confiabilidade dos capacitores de tântalo sólido é melhor em baixa tensão de operação.

Capacitores de papel ou mylar tem a resistência em série consideravelmente menor do que os eletrolíticos, mas ainda tem alta indutância. A razão da capacitância pelo volume é menor do que os eletrolíticos e possuem valores mais acessíveis em alguns microfarads.

Os capacitores tubulares possuem uma faixa em uma das extremidades e o terminal que está nesta extremidade é conectado na folha de fora do capacitor. A faixa deve ser ligada ao terra sempre que possível, pois ela age como uma blindagem para melhorar o acoplamento do campo elétrico do capacitor.

Capacitores cerâmicos e de mica têm baixa indutância e resistência série; por isso, são indicados para o uso em alta frequência até cerca de 500 MHz. Estes capacitores são geralmente usados como filtros, em derivação, acoplamento, tempo e rejeição de frequência, pois são muito estáveis com tempo, temperatura e tensão. Os capacitores cerâmicos com alta permissividade são relativamente instáveis com o tempo, temperatura, frequência e tensão. Uma vantagem é a alta relação da capacitância pelo volume comparada a capacitores cerâmicos padrão. Uma desvantagem é que eles podem se danificar com picos de tensão [7].

Os capacitores de poliestireno têm resistência série extremamente baixa e capacitância muito estável com a frequência. Eles são os que mais se aproximam de um capacitor ideal.

### **2.1.2. capacitores em tensão DC**

Se uma fonte DC for ligada a um capacitor de placas paralelas, mais cargas serão armazenadas se houver um material dielétrico entre as placas, do que se houvesse apenas ar ou vácuo. É importante lembrar que os materiais dielétricos não são ferromagnéticos e, portanto tem a permeabilidade relativa igual à do vácuo ( $\mu_r = 1$ ) não afetando o campo magnético.

O material dielétrico aumenta a capacidade de armazenamento de cargas do capacitor devido às cargas neutralizantes do eletrodo, o que geralmente contribui com o campo externo [6]. A capacitância do material dielétrico está relacionada com a constante dielétrica através de (2.10), (2.11) e (2.12) [8]:

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{A}{d}, \quad (2.10)$$

$$C = C_0 \cdot \epsilon_r', \quad (2.11)$$

$$\epsilon_r' = \frac{C}{C_0}, \quad (2.12)$$

onde,

$C$  = capacitância com o dielétrico

$C_0$  = capacitância sem o dielétrico

$\epsilon_r'$  = permissividade elétrica relativa real

$A$  = área das placas do capacitor

$d$  = distância entre as placas

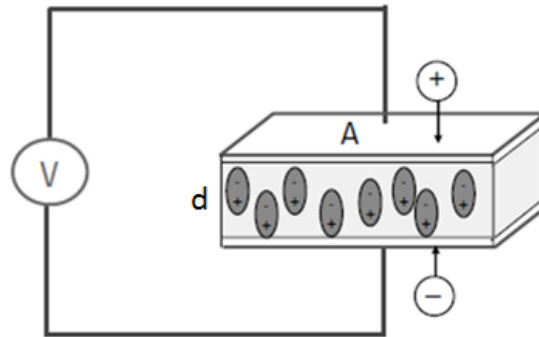


Figura 2.6 - Capacitor de placas paralelas no caso DC.

### 2.1.3. Capacitores em tensão AC

Se uma fonte de tensão AC for colocada no mesmo capacitor como mostra a Figura 2.7, o resultante da corrente será constituído por uma corrente de carga  $I_C$  e outra  $I_L$  que está relacionada com a constante dielétrica. A imperfeição da isolação é representada pela condutância ( $G$ ) [6], a qual se relaciona com a corrente de perdas  $I_L$  através do componente como:

$$I = I_C + I_L = V(j\omega C_0 \epsilon_r' + G), \quad (2.13)$$

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

Se  $G = \omega C_0 \epsilon_r''$ , então,  $I = V(j\omega C_0)(\epsilon_r' - j\epsilon_r'') = V(j\omega C_0) \epsilon_r$ .

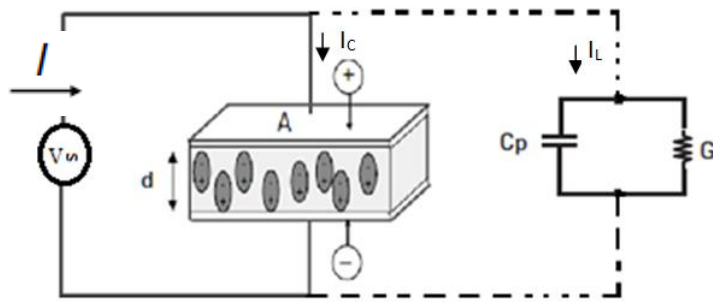


Figura 2.7 - Capacitor de placas paralelas no caso AC.

## 2.2. Permeabilidade magnética

Para calcular a permeabilidade magnética absoluta, basta dividir a permeabilidade relativa de um material pela permeabilidade do vácuo, como:

$$\mu = \frac{\mu_r}{\mu_0}, \quad (2.14)$$

onde,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m.

Quanto maior o valor de  $\mu_r$  no núcleo do indutor, maior será a indutância [9].

A permeabilidade absoluta descreve a interação do material com um campo magnético e é a razão entre a densidade de fluxo magnético  $B$  e o campo magnetizante  $H$  aplicado [10], isto é,  $\mu = B/H$ . Na presença de uma excitação magnética  $\vec{H}$ , os dipolos atômicos vão acomodar-se em diferentes orientações segundo os níveis de energia que lhe sejam mais convenientes. A forma como a matéria responde à estimulação magnética depende não apenas do comportamento individual destes dipolos magnéticos frente ao estímulo externo, mas também de como estes se relacionam entre si e de como esta relação é afetada pelo campo estimulante.

A resposta ao estímulo é expressa na forma de uma magnetização  $\vec{M}$  do material, e há materiais que respondem de forma a opor-se fracamente à presença do estímulo em seu interior e há os que respondem fracamente a favor do estímulo, ambos geralmente de forma proporcional ao estímulo. O

primeiro é classificado como materiais diamagnéticos e o segundo o grupo dos materiais paramagnéticos. Há ainda os materiais que respondem de forma intensa ao campo estimulante, tanto a favor - os ferromagnéticos - quanto contra - os antiferromagnéticos.

Em materiais paramagnéticos e diamagnéticos sob ação de um campo estimulante não muito intenso a magnetização é proporcional à estimulação magnética aplicada, sendo por esta estimulação, qualquer que seja o valor do estímulo, sustentada: quando se remove o campo estimulante, a magnetização destes materiais desaparece [11]. O coeficiente de proporcionalidade, designada por  $X_m$ , define a susceptibilidade magnética do meio ou do material considerado. A susceptibilidade magnética ( $X_m$ ) é a capacidade do material magnetizar-se sob a ação de um estímulo magnético e existe uma relação dela com a permeabilidade relativa do meio ( $\mu_r$ ) dada por:  $X_m = \mu_r - 1$ . Analogamente à permissividade, a permeabilidade pode ser dada por duas componentes,  $\mu'$  e  $\mu''$ , em que  $\mu = \mu' - j\mu''$ , onde  $\mu'$  representa a componente de B em fase com H (permeabilidade real) e  $\mu''$  refere-se à componente de B que se encontra defasada de  $90^\circ$  com H (permeabilidade imaginária). Portanto, a permeabilidade magnética relativa complexa é composta pela parte real ( $\mu_r'$ ) e imaginária ( $\mu_r''$ ) [8]:

$$\mu_r^* = \frac{\mu^*}{\mu_0} = \mu_r' - j \mu_r'' = \left( \frac{\mu'}{\mu_0} \right) - j \left( \frac{\mu''}{\mu_0} \right), \quad (2.15)$$

Como as componentes real e imaginária estão defasadas entre si em  $90^\circ$ , mostradas na Figura 2.8, a componente resultante forma um ângulo  $\delta$  com a parte real e a tangente deste ângulo indica o fator de dissipação.

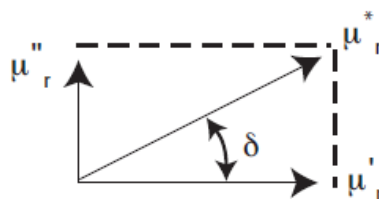


Figura 2.8 - Diagrama dos vetores de permeabilidade da tangente de perdas.



Conforme mostra a Figura 2.8 acima, neste caso a tangente de perdas pode ser calculada por:

$$\tan \delta = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} = \text{FD} = \frac{1}{Q}. \quad (2.16)$$

Entretanto, para materiais ferromagnéticos que apresentam fenômenos de histerese, dependendo da intensidade do campo magnético aplicado e de sua posição em que se encontra na curva de histerese, a permeabilidade varia entre dois valores máximo e mínimo de acordo com a Figura 2.9.

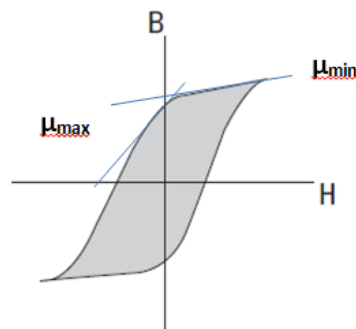


Figura 2.9 - Curva de histerese.

### 2.2.1. Indutores

Os indutores são categorizados pelo tipo de núcleo do seu enrolamento, há duas categorias: núcleo de ar (materiais não magnéticos também se encaixam neste grupo) e núcleo magnético. Indutores com núcleo magnético também podem ser subdivididos em núcleo aberto como se vê na Figura 2.10 ou fechado demonstrado na Figura 2.13 (a). Eles geralmente são utilizados em circuitos de filtragem, circuitos de ressonância e de limitação de corrente. Um indutor pode ser usado em circuitos para bloquear ou remodelar corrente alternada numa faixa de frequência. Indutores ou bobinas são muito comuns nos circuitos elétricos e existem muitos fatores que determinam a indutância de uma bobina, tal como sua forma, o número de voltas do fio isolado, o número de camadas de fios, o espaçamento entre as voltas, a permeabilidade do material do núcleo, o tamanho ou área em corte transversal do núcleo, por

exemplo, para citar os principais fatores. A energia é, na verdade, armazenada no interior do campo magnético que envolve o indutor pela corrente que flui através dele.

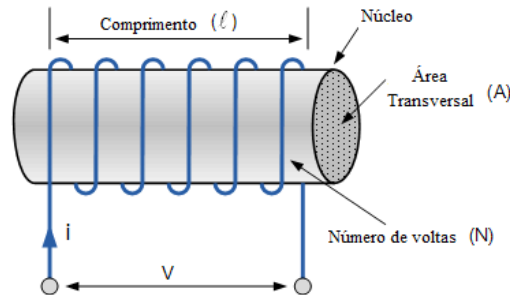


Figura 2.10 - Indutor com núcleo ferromagnético.

Um indutor ideal não apresenta efeitos resistivos nem capacitivos, quando a corrente aumenta a energia que flui para o indutor, sendo armazenada lá dentro de seu campo magnético e como não possui perdas, a energia não será liberada até que a corrente diminua ou o campo magnético torne-se extinto. Um indutor ideal seria constituído somente de indutância, porém, como isso não é possível na prática, ele possui uma resistência em série no fio usado para enrolá-lo e uma capacitância distribuída entre os enrolamentos. Os indutores reais terão sempre uma certa resistência associada com os enrolamentos da bobina e o núcleo e, sempre que a corrente flui através de uma resistência a energia é dissipada na forma de calor devido à lei de Ohm,  $P_{\text{Núcleo}} = I^2(R_{\text{Núcleo}} + R_{\text{Fio}})$ , independentemente do fato de a corrente ser alternada ou contínua. Isto é mostrado no circuito equivalente da Figura 2.11, onde a capacitância é representada como um capacitor shunt, tendo, portanto, ressonância em alguma frequência.

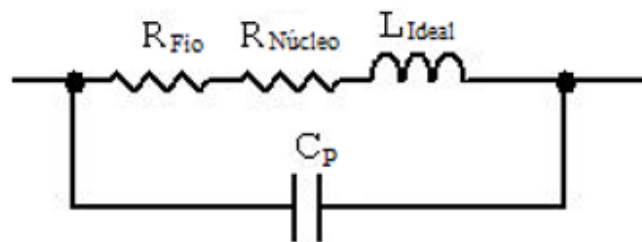


Figura 2.11 - Configuração do indutor real em alta frequência.

A resistência das perdas no núcleo é representada por  $R_{\text{Núcleo}}$  e  $R_{\text{Fio}}$  é a resistência DC do enrolamento.  $C_p$  representa a capacitância parasita em paralelo.

Similarmente ao capacitor, a frequência de ressonância do indutor pode ser calculada por :

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{Ideal}}C_p}} \quad (2.17)$$

Abaixo da frequência de ressonância, o indutor se comporta como um indutor com poucas perdas (onde  $R = R_{\text{Núcleo}} + R_{\text{Fio}}$ ). Na frequência de ressonância, ele comporta-se como um resistor e acima da frequência de ressonância comporta-se como um capacitor com uma reatância capacitiva finita decrescendo com o aumento da frequência [9].

A impedância  $Z$  do indutor real é descrita como  $R+jX$  e sendo assim:

$$Z = \frac{R + j\omega[L_{\text{Ideal}}(1 - \omega^2 L_{\text{Ideal}} C_p) - C_p R^2]}{(1 - \omega^2 L_{\text{Ideal}} C_p)^2 + \omega^2 C_p^2 R^2} \quad (2.18)$$

Em baixa frequência,  $L$  aumenta, até que, na frequência de ressonância  $\omega^2 L_{\text{Ideal}} C_p = 1$ , reduzindo para  $Z = R/\omega C_p - j/\omega C_p$  e para um alto fator  $Q$ ,  $j/\omega C_p$  é desprezado tornando a impedância resistiva  $Z = R/\omega C_p$ . Acima da frequência de ressonância, a parte imaginária de  $Z$  se torna negativa e o indutor passa a se comportar como um capacitor. Na prática, este efeito pode ser observado quando a reatância  $X_L$  atinge um pico positivo na frequência ressonância decrescendo abruptamente para valores negativos. Assim, se pode esperar para ver o aumento de  $L$  aparente medida próxima à ressonância, em seguida, chegar à zero na ressonância (apenas a componente resistiva é medida na ressonância) e depois mudar para um valor negativo elevado um pouco acima da ressonância, caindo com o aumento frequência [12].

Outra importante característica do indutor é sua susceptibilidade à geração de campos magnéticos. Núcleos de ar ou núcleos magnéticos abertos são mais

suscetíveis a gerar tais interferências, pois o fluxo fica mais afastado do indutor, as linhas de força “escapam” da bobina e se espalham pelo espaço, como se pode observar na Figura 2.12.

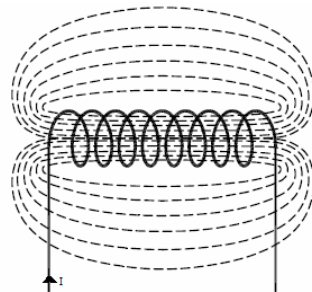


Figura 2.12 - Indutor com núcleo de ar.

Este fato, além de significar uma perda na maior indutância que seria possível obter com a bobina e o núcleo, significa também a possibilidade do campo magnético criado interferir em circuitos próximos [12].

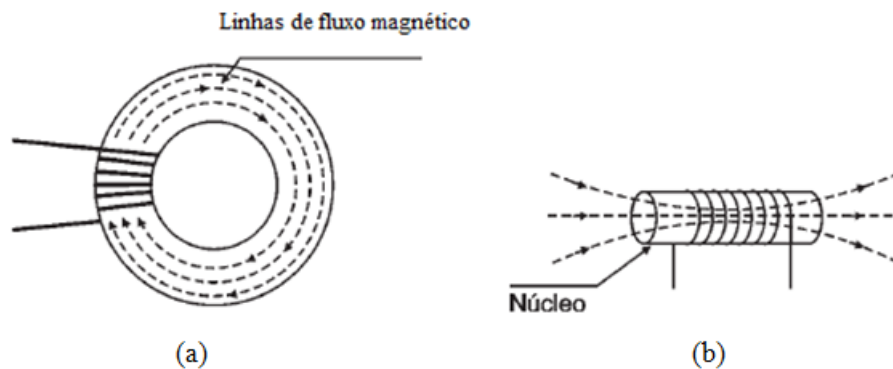


Figura 2.13 - (a) linhas de fluxo magnético em núcleo fechado e (b) linhas de fluxo magnético em núcleo aberto.

Em termos de susceptibilidade, o indutor com núcleo magnético é mais susceptível ao campo magnético do que um indutor com núcleo a ar, porém ele também é susceptível às interferências magnéticas. O núcleo magnético aberto é o mais susceptível do que o fechado. Por ser um caminho de baixa relutância ele concentra o campo magnético externo fazendo com que flua um fluxo maior através da bobina. O núcleo fechado é menos susceptível que o núcleo aberto, porém mais susceptível que o núcleo a ar. Muitas vezes é necessário blindar

os indutores para confinar seus campos magnéticos dentro de um espaço limitado. As blindagens são feitas de material de baixa resistência, tais como o cobre ou alumínio para confinar o campo elétrico. Em altas frequências essa blindagem também impede a passagem do fluxo magnético e a corrente de Foucault permanece dentro da blindagem. Em baixa frequência, no entanto, o material magnético de alta permeabilidade deve ser utilizado para limitar o campo magnético. A corrente de Foucault (ou corrente parasita) é o nome dado à corrente induzida no interior do metal produzida pela variação do fluxo e em alguns casos ela pode produzir resultados indesejáveis, como a dissipação por efeito Joule, o que faz com que a temperatura do material aumente. Para evitar a dissipação por efeito Joule, os materiais sujeitos a campos magnéticos variáveis são frequentemente laminados ou construídos com placas muito pequenas isoladas umas das outras. Quando os materiais magnéticos são utilizados como uma blindagem, três propriedades muitas vezes negligenciadas devem ser levadas em conta:

- a permeabilidade decresce com a frequência, normalmente quanto maior a permeabilidade, maior será a redução com a frequência;
- a permeabilidade depende da intensidade do campo;
- materiais magnéticos usináveis ou com alta permeabilidade podem alterar suas propriedades magnéticas.

### **2.2.2. Indutores em corrente DC**

Uma análise semelhante a do capacitor pode ser utilizada na permeabilidade usando um indutor com uma resistência representando a perda do núcleo magnético do material como na Figura 2.14. Se for aplicada uma fonte de corrente DC, pode se relacionar a indutância do núcleo com a permeabilidade, como  $L_S = L_0 \cdot \mu'_r$ , onde  $L_0$  é indutância a ar sem núcleo e  $L_S$  a indutância com a presença do núcleo.

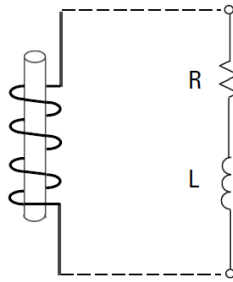


Figura 2.14 - Modelo do Indutor [13].

### 2.2.3. Indutores em corrente AC

Se for utilizada uma fonte de corrente AC, a tensão resultante será constituída por uma tensão induzida e uma tensão de perda relacionada com a permeabilidade. A perda no núcleo é representada pela resistência (R) em série com o indutor. A permeabilidade relativa complexa ( $\mu_r^*$ ) é composta pela parte real que indica a energia armazenada e a parte imaginária que indica as perdas, como foi mostrado em (2.15). É possível calcular os valores de  $\mu_r'$  e  $\mu_r''$  através da fórmula de impedância usando um circuito RL série. A Figura 2.15 mostra os vetores do circuito equivalente em série de  $L_S$  e  $R_S$  [13].

$$Z = R_S + j\omega L_S, \quad (2.19)$$

Como:

$$\mu_r' = \frac{L_S}{L_0}, \quad (2.20)$$

Obtém-se que:

$$Z = R_S + j\omega L_0 \mu_r', \quad (2.21)$$

$$Z = j\omega L_0 \left( \frac{R_S}{j\omega L_0} + \mu_r' \right). \quad (2.22)$$

E a partir de (2.15), (2.21) fica como:

$$Z = j\omega L_0 (\mu_r' - j\mu_r''), \quad (2.23)$$

Comparando-se (2.21) e (2.22), temos que:

$$\mu_r'' = \frac{R_s}{\omega L_0}, \quad (2.24)$$

Então, utilizando-se (2.14) a tangente de perdas pode ser dada por:

$$\text{tang } \delta = \frac{R_s}{\omega L_s} = \frac{R_s}{X_L}, \quad (2.25)$$

onde,  $X_L = \omega L_s$  é a reatância indutiva no modelo do indutor.

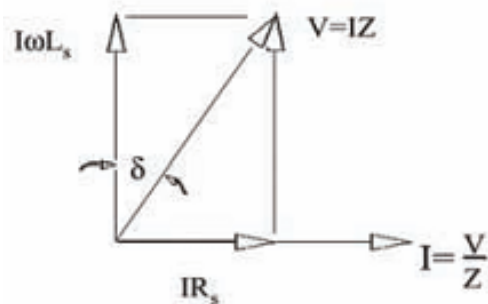


Figura 2.15 - Representação vetorial das correntes resistiva e indutiva do circuito RL em série [13].

### 2.3. Uso de cerâmicas dielétricas

Quando a carga elétrica acumulada entre as placas de um capacitor é muito grande elas podem encostar uma na outra e ocorrer um curto. Para evitar isso, é colocado um material dielétrico entre as placas, as partículas do dielétrico são reordenadas, a carga elétrica se mantém a mesma e o campo elétrico cai no interior do dielétrico. Contudo, para restaurar o campo elétrico que havia anteriormente, mais cargas elétricas são inseridas, o que melhora assim a eficiência do capacitor em termos de armazenamento de cargas [14]. As cerâmicas estudadas neste trabalho para serem utilizadas como dielétrico são caracterizadas pelo efeito piezoelétrico, que é a capacidade que alguns materiais têm de gerarem corrente elétrica em resposta a uma pressão mecânica. Este efeito é reversível, pois ao serem submetidas a uma tensão

externa podem sofrer variações de forma. Dentre outras utilidades, isso pode ser aplicado em geração e detecção de sons, geração de altas tensões e geração de frequência. O efeito piezoelétrico ou piezoeletricidade foi descoberto pelos irmãos Curie em 1880 e utilizado na prática pela primeira vez por P. Langevin em sonares durante a primeira guerra mundial. Langevin utilizou quartzo acoplado a massas metálicas para gerar ultrassom na faixa de alguns kHz.

Após a primeira guerra mundial, devido à dificuldade de se excitar transdutores construídos com quartzo por causa da demanda por alta tensão, iniciou-se o desenvolvimento de materiais piezoelétricos sintéticos. Estes esforços levaram à descoberta nas décadas de 40 e 50 das cerâmicas piezoelétricas de titanato de bário pela antiga União Soviética e Japão, e das cerâmicas piezoelétricas de titano zirconato de chumbo (PZT) pelos EUA. O desenvolvimento das cerâmicas piezoelétricas foi revolucionário. Além de apresentarem melhores propriedades que os cristais depois de polarizadas, também oferecem geometrias e dimensões flexíveis por serem fabricadas por meio da sinterização de pós cerâmicos formados via prensagem ou extrusão. Atualmente as cerâmicas piezoelétricas tipo PZT, em suas diversas variações, são os materiais piezoelétricos predominantes no mercado.

Quando se aplica um campo elétrico alternado em uma cerâmica piezoelétrica e mede-se a polarização induzida em função do campo, é possível observar o fenômeno da histerese ferroelétrica. A área interna desta curva corresponde à energia dissipada na forma de calor, devido às perdas mecânicas e dielétricas. A principal classificação dos materiais piezoelétricos é baseada na área desta curva, sendo denominados como materiais “*Hard*” aqueles que apresentam uma curva de histerese fina, com área pequena, e como materiais “*Soft*”, aqueles que apresentam uma curva de histerese larga, com área expressiva. Os materiais “*Hard*” também são denominados materiais de alta potência e os “*Soft*” de materiais de alta sensibilidade.

As cerâmicas dielétricas comercialmente disponíveis são divididas em três classes [15]:



Classe I – baixa  $\epsilon_r$  (5 à 100) com baixas perdas ( $\tan\delta \ll 0,01$ ) e coeficiente de temperatura linear (0 até 1000 ppm/°C). A classe I é conhecida comercialmente pela sigla COG.

Classe II – alta  $\epsilon_r$  (1000 até 20000) e baseada em cerâmicas ferroelétricas, com fator de dissipação entre 0,01 e 0,03. Uma importante característica desta classe é a dependência da  $\epsilon_r$  com a temperatura. A classe II também conhecida comercialmente pela sigla X7R.

Classe III – quando aplicada uma tensão sobre o dielétrico, o campo elétrico concentrado na fina camada resulta em alta capacitância, operando em baixa tensão (<25 V).

A seguir, a Tabela 2.1 mostra alguns materiais dielétricos e suas respectivas permissividades relativas e rigidez dielétrica.

Tabela 2.1 - Características elétricas de algumas cerâmicas e polímeros.

Material	Permissividade Relativa		Rigidez Dielétrica
	60 Hz	1 MHz	
	Cerâmicas		
<b>Titanatos</b>	-	15 – 10.000	2 - 12
<b>Mica</b>	-	5,4 – 8,7	39 - 79
<b>Porcelana</b>	6,0	6	1,6 - 16
<b>Sílica fundida</b>	4,0	3,8	9,8
Polímeros			
<b>Nylon 6,6</b>	4,0	3,6	16
<b>Poliestileno</b>	2,6	2,3	19,6 – 27,5
<b>Polietileno</b>	2,3	2,6	17,7 – 19,6

Em se tratando de material cerâmico, deve-se levar em consideração a não linearidade de sua permissividade apresentada em função da temperatura e da tensão aplicada, tanto em condição DC quanto AC. E esta não linearidade pode ser favorável em projetos de linhas de transmissão não lineares, porém

em outras aplicações, como por exemplo, filtros de fontes DC, pode haver um comprometimento no desempenho dos circuitos eletrônicos.

A temperatura de Curie é um marco nas cerâmicas dielétricas, pois é a temperatura que modifica a estrutura química destes materiais e altera seu funcionamento. O item a seguir explica detalhadamente este assunto. Para aplicações em linhas de transmissão não lineares foram escolhidas para estudo os dielétricos a base de titanato de bário (BT), o titanato zirconato de chumbo (PZT) e as cerâmicas ferromagnéticas (ferritas).

### 2.3.1. Temperatura de Curie

Variando-se a temperatura, a forma da curva de histerese de um material também varia. Ao se aumentar a temperatura a área limitada pela curva de histerese diminui até que se atinja uma região em que a relação  $P \times E$  seja uma linha. Este ponto é chamado Ponto de Curie ou Temperatura de Curie ( $T_C$ ) e representa uma transição da fase ferroelétrica (polar) para a fase paraelétrica (não polar). A estrutura cristalina da fase paraelétrica apresenta melhor simetria do que a fase ferroelétrica, ou seja, a transição de fase está relacionada com a mudança de simetria da estrutura cristalina. É frequente também na transição de uma fase ferroelétrica para outra fase ferroelétrica que certas propriedades relacionadas com a polarização espontânea (ou com a deformação que acompanha a polarização) tais como: permissividade, módulo piezoelétrico, constantes elásticas, por exemplo, apresentem anomalias. Por exemplo, a permissividade apresenta um pico próximo a temperatura de Curie e acima desta temperatura ela diminui com o aumento da temperatura segundo a relação conhecida como “Lei de Curie Weiss”, como mostrado por:

$$\epsilon = \frac{C}{T - T_0}, \quad (2.26)$$

onde,  $C$  é a constante de Curie e  $T_0$  é a temperatura em que a curva extrapolada do inverso da permissividade cortaria o eixo de temperatura. Normalmente, essa temperatura é próxima de  $T_C$  ou ligeiramente menor que  $T_C$  quando a polarização espontânea se anula. A Equação (2.26) é conhecida

como a Lei de Curie Weiss e é geralmente observada em campo elétrico aplicado de baixa intensidade e num intervalo de temperatura relativamente estreito [16].

### **2.3.2. Titanato de bário**

Os capacitores cerâmicos para alta tensão adquiridos da indústria utilizam como meio dielétrico o composto à base de titanato de bário representado pela fórmula atômica  $\text{BaTiO}_3$ . Ele raramente é utilizado em sua forma pura, pois normalmente é misturado ao dopante estrôncio, que desloca a temperatura de Curie do material abaixo da temperatura ambiente, para que o dielétrico passe da fase ferroelétrica (estrutura tetragonal) para paraelétrica (estrutura cúbica) em temperatura ambiente. Por exemplo, para o  $\text{BaTiO}_3$  puro a temperatura de Curie é de  $116^\circ\text{C}$  e para o caso de 75 % Bário e 25 % de Estrôncio a temperatura de Curie é de  $15^\circ\text{C}$ . Nesta condição, dependendo da porcentagem dos agentes dopantes empregados, o material dielétrico pode apresentar uma suave ou uma forte dependência da constante dielétrica com a tensão aplicada e com a temperatura. Com a variação da temperatura (resfriando ou aquecendo) há uma mudança na geometria da estrutura. Para o titanato de bário, a transição de cúbica para tetragonal ocorre numa temperatura aproximada de  $120^\circ\text{C}$ . Os capacitores cerâmicos utilizados para caracterização a nível espacial se enquadram na classe II, tendo como base o titanato de bário. Devido à sua alta rigidez dielétrica e elevada constante dielétrica, esta cerâmica é utilizada também em sistemas de armazenamento de alta energia e na geração de pulsos retangulares em redes formadoras de pulsos. E com suas características não lineares elas podem também ser usadas na construção de linhas de transmissão não lineares (LTNLs) para a geração de sólitons em alta frequência (RF) [15].

### **2.3.3. Titanato zirconato de chumbo**

Com o passar do tempo, buscou-se o aperfeiçoamento do efeito piezoelétrico apresentado por determinadas cerâmicas, o que levou a invenção em 1954 do titanato zirconato de chumbo (PZT) pelo americano Bernard Jaffe. A cerâmica

à base de titanato zirconato de chumbo ou mais conhecida como PZT (em abreviação a sua composição por Chumbo (Pb), Zircônia (Zr) e Titânio (Ti)) é empregada como elementos sensores e ou transdutores em aplicações industriais e pode também ser utilizada na construção de capacitores cerâmicos, visto que este material apresenta alta constante dielétrica [3]. Com a grande expansão da tecnologia sem fio, há uma grande necessidade de diminuir o tamanho dos circuitos integrados e o dielétrico a base de PZT é uma boa aposta em MMIC (circuito integrado monolítico de micro-ondas) para alcançar uma melhor redução do tamanho e maior permissividade. A estrutura do PZT é semelhante ao titanato de bário, porém é constituído pela adição de dois compostos numa determinada proporção à base de Ti e ou Zr (isto é  $\text{PbTiO}_3 + \text{PbZrO}_3$ ). A temperatura de Curie do PZT depende da concentração destes dois compostos que constitui o material. Por exemplo, na Figura 2.16,  $T_C = 495^\circ\text{C}$  na ausência da zircônia e na ausência do titânio  $T_C = 234^\circ\text{C}$ . Por exemplo, para uma concentração de iguais proporções ( $x = 0,5$ ) de  $\text{PbZrO}_3$  e de  $\text{PbTiO}_3$   $T_C = 380^\circ\text{C}$  aproximadamente [9].

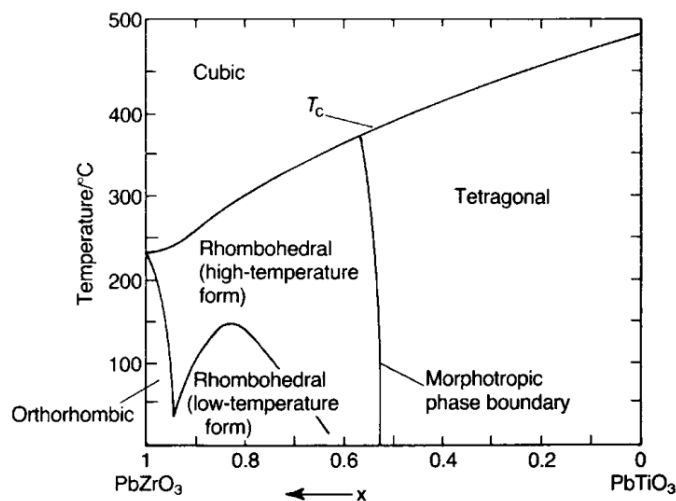


Figura 2.16 - Estrutura do PZT em função da temperatura [15].

Visando propriedades não lineares e em busca de novos dielétricos que permitam armazenar uma grande quantidade de energia por unidade de volume ( $\text{J}/\text{cm}^3$ ) para construção de capacitores não lineares de alta tensão com

maior capacitância e tamanho reduzido, a cerâmica PZT foi escolhida devido a sua fácil aquisição no mercado [17].

#### **2.4. Contas de ferrita (*ferrite beads*)**

Dentre os materiais mais utilizados em aplicações de micro-ondas estão os compostos ferromagnéticos como YIG (granada de ítrio e ferro) e as ferritas compostas de óxidos de ferro e outros elementos [1]. A ferrita é composta por nanopartículas com estrutura cristalina do tipo espinélio, assim designada por ser análoga a estrutura do mineral espinélio ( $MgAl_2O_4$ ). Quando um dos cátions é o ferro trivalente, esses materiais são denominados ferritas. Geralmente obedecem a fórmula química geral  $XFe_2O_4$ , onde X pode ser manganês, zinco, cobalto, níquel ou cobre [18]. As combinações mais utilizadas são as ferritas Mn-Zn e Ni-Zn, onde a Ni-Zn, usada frequentemente em medidas de ruído [19], apresentam as melhores características para ser utilizada em altas frequências. Muitas variações interessantes e úteis das características elétricas e magnéticas podem ser obtidas na mistura de proporções iguais de dois tipos de elementos na fórmula do pó bruto e por modificações no processo de queima.

A vantagem mais significativa dos núcleos de ferrita em indutores de ferro é a sua alta resistividade, o que proporciona um meio magnético denso e homogêneo, com elevada permeabilidade, estável em relação a temperatura e tempo e sem as altas perdas por correntes de Foucault encontradas em materiais ferromagnéticos convencionais. As ferritas são extremamente sensíveis às condições de processamento, e, portanto, as suas propriedades apresentam grande dependência com a microestrutura. Assim, durante a etapa de sinterização, a pressão parcial de oxigênio, o controle da fronteira de grão, tamanho de grão, controle do crescimento e da porosidade, são parâmetros a serem controlados para a obtenção de ferritas de elevada qualidade. A escolha do tipo de ligante também é importante, tendo em vista a possibilidade da formação de resíduos que podem ser aprisionados no interior dos poros, podendo estes provocar o desenvolvimento de estados de tensão mecânica na ferrita suficientes para degradar a sua permeabilidade magnética.

As ferritas de Mn-Zn possuem como perdas predominantes os efeitos das correntes parasitas e as perdas por histerese. As perdas por histerese aumentam quando a permeabilidade diminui e as perdas por corrente parasita vão se tornando importantes à medida que se aumenta a frequência de operação. Uma das formas de se diminuir as perdas consiste no aumento da resistividade global da ferrita pelo aumento da resistividade na região da fronteira de grão. Isso pode ser alcançado pela utilização de dopantes. Um dos mecanismos de magnetização atuantes nas ferritas é o deslocamento reversível das paredes dos domínios magnéticos. A magnetização é aumentada pela facilidade do deslocamento reversível das paredes desses domínios na direção do campo magnético aplicado. Ferritas com tamanhos maiores de grãos possuem relativamente menores áreas de fronteiras de grão por unidade de volume do que as ferritas com menores tamanhos de grão. A permeabilidade está relacionada com a facilidade do movimento das paredes dos domínios magnéticos, ou seja, ela cresce linearmente com o aumento do tamanho do grão.

Deve-se ter atenção com o crescimento indiscriminado do tamanho do grão para aumentar a permeabilidade magnética, pois este aumento pode conduzir a produção de ferritas de qualidade inferior do ponto de vista mecânico, elétrico e até mesmo magnético, porque com o aumento do tamanho do grão podem surgir imperfeições como poros, trincas e inclusões, reduzindo, desta forma, sua resistência mecânica, elétrica e a permeabilidade pelo impedimento do movimento das paredes. As perdas totais em baixa frequência diminuem com o aumento do tamanho médio do grão porque as perdas por histerese são menores para ferritas de grãos maiores devido à dependência da coercividade sobre o tamanho do grão (quanto maior tamanho do grão menor força coercitiva).

Por outro lado, na utilização como núcleo de transformadores de alta frequência, o fator principal é a perda por correntes parasitas. A frequência de ressonância é proporcional ao inverso do quadrado do tamanho do grão [20]. O objetivo de um controle efetivo do crescimento e da velocidade de crescimento

do grão no processo de sinterização das ferritas pode ser obtido através da utilização de matérias primas de alto grau de pureza além da utilização de dopantes, que inibem o crescimento do grão. Desta forma a escolha da composição de uma ferrita é bastante importante, pois esta irá determinar o tipo de aplicação futura que lhe vai ser destinada, ou então, o tipo de aplicação vai determinar a composição da ferrita. Assim sendo, e dependendo da aplicação à qual a ferrita vai ser sujeita, pode-se ter materiais com elevada permeabilidade  $\mu$ , elevado B ou então elevado Q.

A constante de anisotropia magnetocristalina (M) é um dos principais indicadores do comportamento magnético do material. Quanto maior o valor do módulo de M mais difícil é magnetizar e desmagnetizar um material policristalino. Assim a permeabilidade magnética,  $\mu = B/(\mu_0 H)$ , será tanto maior quanto mais próximo de zero for a constante M. Um dos objetivos do controle de processamento das ferritas é reduzir o valor do módulo da constante M para melhorar as suas propriedades. A constante M varia com a temperatura, indo a zero na temperatura de Curie. Um dos princípios de composição nas ferritas é, justamente, ajustá-la para reduzir a temperatura de Curie e, com isso, reduzir M, para aumentar a permeabilidade.

As contas de ferrita podem conter enrolamentos ou não e como são muito pequenas podem ser instaladas no terminal de um componente, em um condutor ou em placas de circuito impresso. Quando usadas corretamente podem fornecer desacoplamento em alta frequência, supressão de ruídos parasitas e fazer a blindagem, mas são mais eficazes em atenuação de sinais indesejados acima de 1 MHz. Em alta frequência surgem as perdas por correntes de Foucault e por sua vez, isto significa que as perdas resistivas aumentam em frequências de 10 a 100 MHz dependendo da ferrita em questão. O fato das perdas resistivas subirem acima de uma determinada frequência torna os indutores com núcleo de ferrita ideais em aplicações de filtragem de EMI. Os sinais indesejados em alta frequência são dissipados na forma de perdas resistivas e não são refletidos de volta ao sistema, onde eles podem encontrar outras rotas de irradiação e de condução, em que os são

dissipados na forma de calor em vez de circular no sistema. Os símbolos esquemáticos geralmente utilizados podem ser vistos na Figura 2.17 e a impedância da conta de ferrita é calculada conforme:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}, \quad (2.27)$$

onde, R é a resistência equivalente e L a indutância equivalente da conta de ferrita.

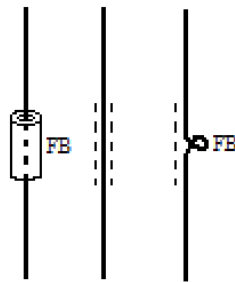


Figura 2.17 - Símbolo elétrico da ferrita [7].

A faixa de frequência de trabalho real da ferrita depende da composição química e conforme a escala de frequência ela pode se comportar como um indutor, resistor ou capacitor, como se pode ver na Figura 2.18.

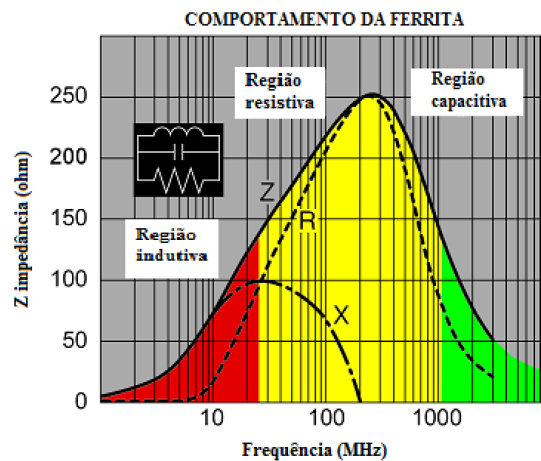


Figura 2.18 - Impedância da ferrita conforme a frequência aplicada [29].



Indutores de ferrita são pequenos chips cuja bobina é enrolada internamente entre as folhas de ferrita como na Figura 2.19.

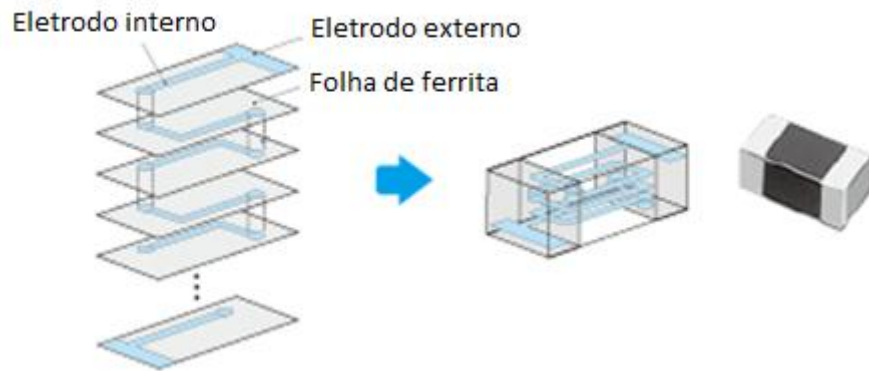


Figura 2.19 - Configuração do enrolamento de indutores de ferrita [21].

A Figura 2.21 mostra a relação típica da impedância do indutor de ferrita com a frequência submetida e nota-se que em 200-300 MHz a impedância atinge o máximo e começa cair com o aumento da frequência, isso é devido a estrutura da conta de ferrita. Em teoria, a impedância do indutor continuaria aumentar com o aumento da frequência, no entanto, os grânulos possuem enrolamentos internos onde o início da bobina (entrada) é muito próximo do final (saída) e nessa área há uma capacitância eletrostática (como se um pequeno capacitor estivesse presente). A corrente em alta frequência passa mais facilmente através dele fazendo com que a impedância do indutor tenha menos efeito (a conta encontra-se na região capacitiva) e, por isso que quanto maior a frequência, mais a impedância diminui, como ilustrado pela Figura 2.20.

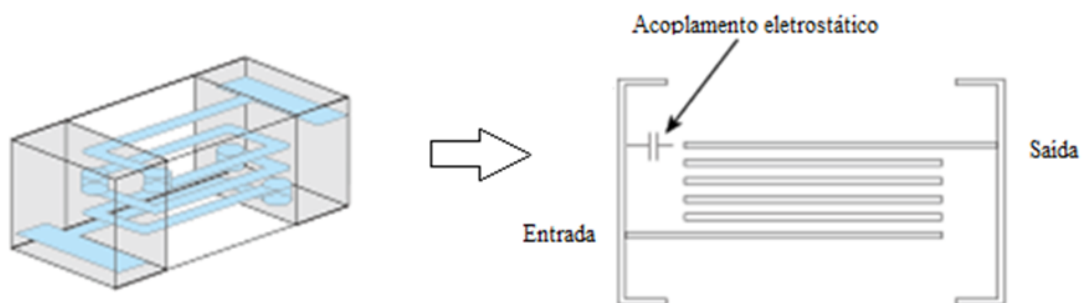


Figura 2.20 – Efeito capacitivo na conta de ferrita em alta frequência [21].

Uma maneira de estender o aumento da impedância do indutor é mudar o eixo horizontal do enrolamento da bobina para o eixo vertical, assim a distância entre o enrolamento inicial e o final se torna maior e a frequência em que a impedância começar cair aumenta significativamente [21], como se pode ver na Figura 2.21.

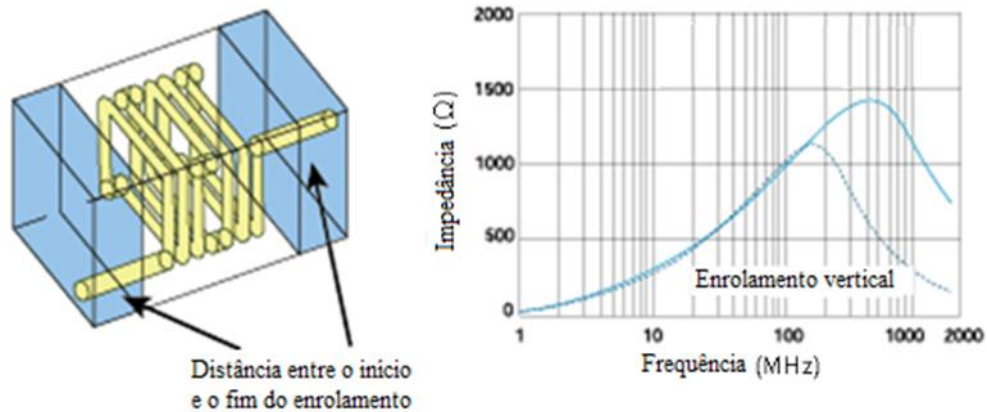


Figura 2.21 - Enrolamento em eixo vertical [21].

Outra preocupação na utilização da ferrita é com relação a corrente que fluirá por ela, pois em altas correntes ocorre a saturação magnética e a ferrita não responde como deveria já que a impedância se altera, como se pode ver na Figura 2.22. Porém, isso é momentâneo, pois ao diminuir a corrente a ferrita volta ao seu estado normal. Entretanto, este efeito não linear é altamente desejado em linhas indutivas de transmissão não lineares.

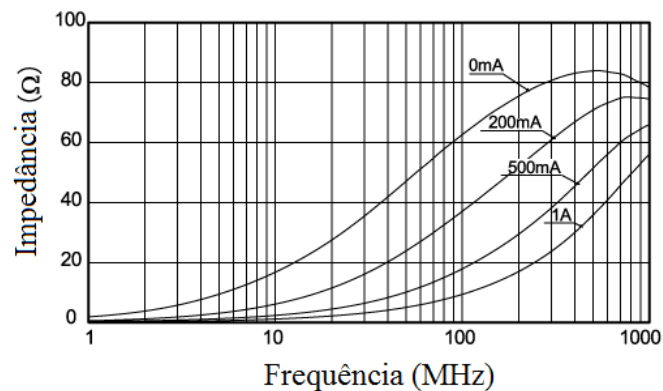


Figura 2.22 – Variação da impedância da conta de ferrita em corrente DC [21].

Se uma única ferrita não for suficiente para promover a atenuação do sinal, outras ferritas podem ser acrescentadas. Porém, se duas ou três não resolverem, uma ferrita adicional não solucionará o problema. Quando utilizadas em circuitos com corrente DC deve-se garantir que a corrente não causará a saturação da ferrita. Como se pode observar, as contas de ferrita (*ferrite beads*) apresentam uma pequena indutância em baixas frequências e se tornam resistivas em altas frequências. Em indutores convencionais a principal característica entre os valores de impedância é a componente de reatância ( $X$ ), mas em contas de ferrita usadas como filtros em alta frequência, a principal característica é a componente de resistência ( $R$ ), porque é a resistência que é acompanhada por perdas e não a reatância. Por isso estes dispositivos são mais eficientes do que os indutores convencionais quando utilizados como filtros passa-baixa para reduzir a interferência eletromagnética (EMI) em comunicações e em medidas de alta potência, pois as perdas resistivas atenuam as frequências indesejadas. Porém as contas de ferrita não são eficientes em EMI abaixo de 100 MHz e para tal aplicação é necessário o uso de toróides que abrangem a faixa de 30 MHz a 300 MHz [9]. Como as ferritas tem um comportamento não linear com a corrente e a frequência, elas têm sido alvo de pesquisas em linhas de transmissão não linear (LTNLS) para a geração de micro-ondas de alta potência para aplicações espaciais e de defesa [22]. Um grande avanço em 2007 foi alcançado em termos de frequência máxima de operação (1 GHz), potência de pico de pulso (20 MW) e frequência de repetição (1 kHz), utilizando uma linha de transmissão indutiva não linear com capacitores de plástico lineares e contas de ferrita magnéticas [23]. Neste trabalho foram caracterizadas contas de ferrita na faixa de frequência entre 10 MHz e 1 GHz, medindo-se os parâmetros de reflexão  $S_{11}$ , a fim de calcular a sua permeabilidade e perdas que são parâmetros chaves no projeto de linhas de transmissão não linear (LTNLS) complexas. E também medidas de indutância e impedância de toróides na faixa de frequência entre 200 kHz e 30 MHz. No projeto de qualquer aplicação de médias e altas frequências que envolva o uso de núcleos ferromagnéticos, talvez o ponto mais importante a ser considerado seja a escolha do material. Os tipos mais comuns são os feitos de

pó de ferro e ferrita que apresentam características diferentes. Assim, a escolha entre qual um dos dois deve ser usado em uma aplicação leva em primeiro lugar à largura da faixa de frequências em que ele deve ser usado. Para um determinado tamanho, os núcleos de ferrita saturam com fluxo menor do que os de pó de ferro. Enquanto a permeabilidade dos núcleos de ferrita variam entre 20 e 5000, a permeabilidade dos núcleos de pó de ferro variam entre 2 e 75. Como uma regra simples a ser adotada, quanto maior for a permeabilidade, maior será o coeficiente de temperatura do material. Para circuitos de banda larga, os núcleos de ferrita são os preferidos dada a sua alta permeabilidade, que possibilita a obtenção de uma indutância mais alta com menor número de espiras, como mostrado na Figura 2.23.

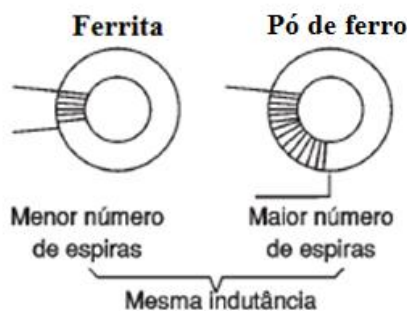


Figura 2.23 - Comparação entre a ferrita e o pó de ferro [12].

Em alta frequência, as contas de ferrita atuam como uma resistência de tal modo que o ruído é absorvido rapidamente e dissipado na forma de calor. A impedância depende do material, da frequência, da corrente e do tamanho do grânulo. À medida que a frequência aumenta, a permeabilidade diminui, fazendo com que as perdas aumentem. Com o aumento da frequência, a impedância apresenta uma resistência em série com uma pequena reatância. Tal valor pequeno (de reatância) impede a ocorrência de ressonância.

O campo magnético está totalmente confinado dentro dos grânulos, não importando se estão unidos ou separados uns dos outros. A escala de frequência real de funcionamento depende da composição da ferrita, uma vez que diferentes materiais de ferrita têm propriedades dependentes de frequência. Então, para este estudo foi feita uma análise dos componentes

químicos das amostras de ferrita e de suas propriedades. As contas de ferrita geralmente envolvem o fio conforme Figura 2.24 e não necessitam de aterramento. A corrente que atravessa o fio produz na ferrita um fluxo magnético na direção circular obedecendo à regra da mão direita e este fluxo produz uma indutância interna que depende da permeabilidade do material utilizado dada por:  $L_s = \mu_0 \mu_r' k$ , onde  $k$  depende da geometria da conta de ferrita. A conta de ferrita pode ser representada por uma resistência e por uma indutância que dependem da frequência de operação.

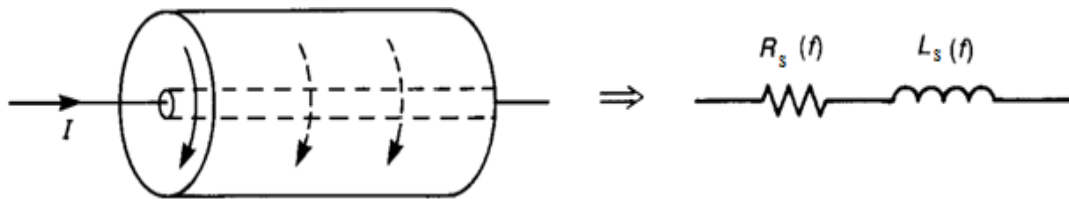


Figura 2.24 - Conta de ferrita e seu modelo em frequência [15].

Por ser um material indutivo, as contas de ferrita não podem ser utilizadas indiscriminadamente, em algumas ocasiões podem ser prejudiciais, já que podem produzir ressonâncias indesejáveis em um circuito quando mal aplicada [21].



### 3 METODOLOGIA

Circuitos que operam em baixas frequências, para os quais suas dimensões do circuito são pequenas em relação ao comprimento de onda, podem ser tratados como uma interconexão de componentes passivos ou ativos, com tensões e correntes únicas definidas ao longo do circuito. Nesta situação, as dimensões do circuito são suficientemente pequenas e as alterações de fase são insignificantes de um ponto no circuito para outro. Existe um conjunto poderoso e útil de técnicas para análise de circuitos em baixa frequência, mas em geral, estas técnicas não podem ser diretamente aplicadas aos circuitos de micro-ondas, pois não fornecem resultados precisos o suficiente (acima de 100 MHz) [11]. Neste caso, o método de medição mais adequado é através da medição do parâmetro S ou coeficiente de reflexão através do Analisador de Rede Vetorial (VNA).

#### 3.1. Técnicas de medições

Existem algumas formas de medição de permissividade e permeabilidade em materiais utilizados em alta frequência. Requisitos como exatidão, conveniência, forma e tamanho do material são importantes na escolha, bem como outros fatores como:

- Faixa de frequência utilizada;
- Valores esperados de  $\epsilon_r$  e  $\mu_r$ ;
- Propriedades do material (homogêneo, isotrópico);
- Se é destrutivo ou não;
- Custo;
- Temperatura.

Os métodos de caracterização de materiais em micro-ondas são classificados como: ressonantes e não ressonantes. Os ressonantes são utilizados para se

conhecer as propriedades eletromagnéticas em um única frequência e os não ressonantes são geralmente utilizados dentro de uma faixa de frequência. No método ressonante as propriedades do material são conhecidas através da sua impedância e velocidade de onda dentro de cavidades. Geralmente são mais precisos do que os não ressonantes, a frequência de ressonância e o fator de qualidade de um dielétrico, com dadas dimensões, são analiticamente relacionados pela sua permissividade e permeabilidade do material.

No método não ressonante incluem-se os métodos de reflexão e transmissão/reflexão. No método de reflexão as propriedades são calculadas através da reflexão que vem da amostra e da transmissão através da amostra. Neste método, a energia eletromagnética é inserida direto no material e então coletado o que foi refletido e/ou o que foi transmitido através da amostra. Em princípio, todas as linhas de transmissão são usadas neste método, como por exemplo, linha coaxial, guia de ondas, espaço livre, entre outros [25].

A Figura 3.1 mostra as principais técnicas utilizadas para as medidas de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, respectivamente, dos materiais dielétricos e magnéticos.

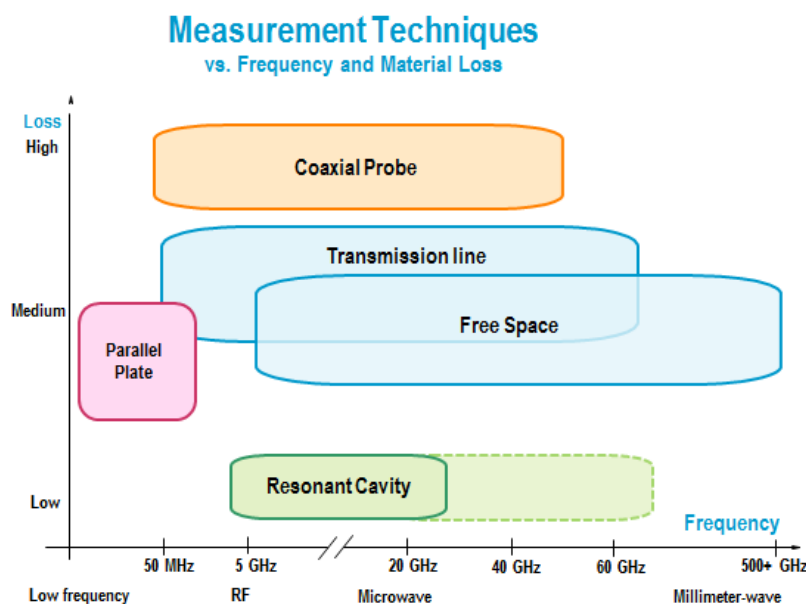


Figura 3.1 - Técnicas de medições [26].



### 3.1.1. Placas paralelas

A medida é feita através de um capacitor de placas paralelas mostrado na Figura 3.2 com o material prensado entre elas. Geralmente é realizada com um medidor RLC convencional ou um analisador de impedância para uso em altas frequências [27].

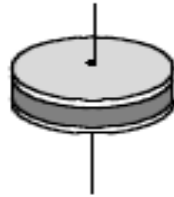


Figura 3.2 - Placas paralelas [6].

### 3.1.2. Sonda coaxial ou cabo coaxial

Realizada por uma sonda coaxial terminada em aberto, como se pode observar na Figura 3.3, que entra em contato com a superfície do dielétrico, sendo conectada a um analisador de rede. É utilizada em líquidos, semissólidos ou em superfícies muito planas [6].

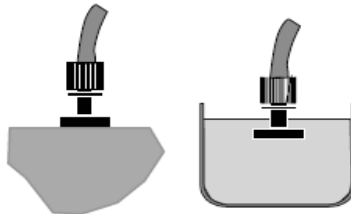


Figura 3.3 - Cabo coaxial [6].

### 3.1.3. Cavidade ressonante

São estruturas com alto fator de qualidade que ressoa em uma determinada frequência, como mostra a Figura 3.4. Uma parte da amostra é instalada no interior da cavidade afetando assim a frequência central e o fator de qualidade. Com isso, a partir desses parâmetros pode-se calcular os valores de  $\epsilon_r$  e  $\mu_r$  [5].

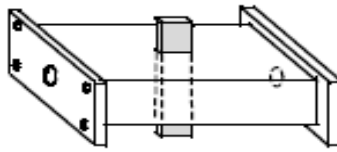


Figura 3.4 - Cavidade ressonante [6].

#### 3.1.4. Espaço livre

Este método utiliza duas antenas para concentrar a energia de micro-ondas através da amostra sem a necessidade de conexão ou suporte de ensaio, como mostra a Figura 3.5. Não é destrutivo e não há contato com a amostra e é o mais indicado para medições em alta temperatura.

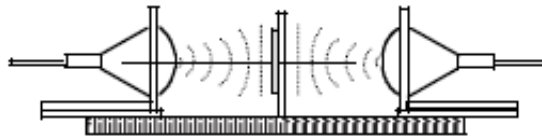


Figura 3.5 - Espaço livre [6].

#### 3.1.5. Linha de transmissão

Cobre uma ampla faixa de frequência, porém é indicada para sólidos usináveis, pois a amostra é inserida dentro de uma estrutura coaxial ou em um guia de ondas, demonstrado na Figura 3.6. A escolha do cabo coaxial como método de medição para a caracterização das amostras deve-se ao tamanho físico das mesmas, ao custo, a faixa de frequência desejada e a conveniência e praticidade.

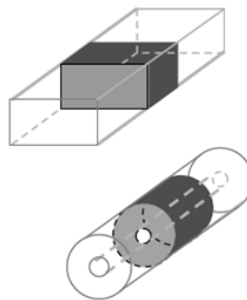


Figura 3.6 - Guia de ondas [6].

### 3.2. Materiais e procedimento experimental

Esta investigação científica visa ampliar o conhecimento sobre o desempenho das cerâmicas dielétricas em função da variação da permissividade dielétrica em relação à tensão e frequência e das ferritas em função da variação da permeabilidade magnética em relação à corrente e a frequência. A caracterização dielétrica na faixa de micro-ondas foi feita por meio de três capacitores de cerâmica comerciais e um capacitor despolarizado PZT da ATCP (empresa brasileira), com eletrodos de forma quadrada. A Tabela 3.1 mostra as dimensões e os principais parâmetros elétricos dos capacitores caracterizados. Os capacitores C1 e C2 da Murata são discos de chumbo e C4 é SMD (dispositivo de montagem em superfície) de forma retangular [28]. O capacitor PZT é identificado como C3 e as suas especificações de tensão máxima de trabalho não são fornecidas pelo fabricante, e pode ser observado soldado no *fixture* na Figura 3.7.

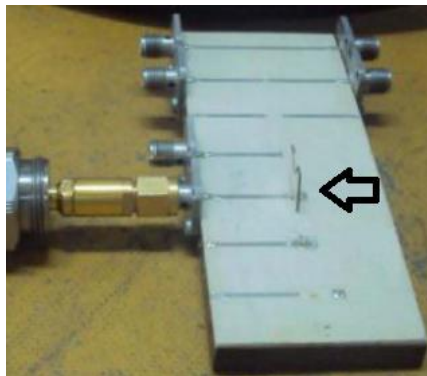


Figura 3.7 - Capacitor PZT soldado na microtira do fixture [28].

Os capacitores comerciais têm dielétricos com base em uma mistura de cerâmica em que o principal composto é o titanato de bário ( $\text{BaTiO}_3$ ). No entanto, se o dielétrico do capacitor é de classe I (NPO tipo de acordo com normas EIA), os agentes de dopagem são tais como o titanato de cálcio e titanato de magnésio, para controlar o coeficiente de gradiente de temperatura e estabilizar a permissividade relativa com a temperatura.

Na verdade, a composição dielétrica varia muito de um tipo de capacitor para outro e mesmo de um fabricante para outro, não sendo divulgada a formulação do composto do material por questões de propriedade industrial.

Tabela 3.1 - Características dos capacitores.

Capacitor	Capacitância (pF)	Espessura (mm)	Comprimento (mm)	Largura (mm)	Tensão
C1 (Y5V)	470	1,18	-	-	3 kV
C2 (NPO)	100	0,61	-	-	3 kV
C3 (Y5V)	150	0,5	1,5	1,5	-
C4 (NPO)	1	2	1,26	0,6	50 V

A caracterização da indutância foi feita utilizando duas contas de ferrita comerciais, uma da Fair-Rite definida como F1 com número de série 2506033007Y3, outra da Murata definida como F2 com número de série BLM18KG260TN1D e um indutor bead da Vishay modelo IMC402ER68NJ, definido como F3 para comparação dos resultados, uma vez que é bem conhecido que os indutores têm menor frequência de ressonância devido à sua capacidade parasita associada aos seus enrolamentos. A Tabela 3.2 apresenta as dimensões e a impedância das amostras caracterizadas e a Figura 3.8 mostra uma foto real de uma das contas de ferrita utilizada.

Tabela 3.2 - Características das ferritas.

Ferrita	Impedância ( $\Omega$ ) 100 MHz	Espessura (mm)	Comprimento (mm)	Largura (mm)	Eletrodo (mm)
F1	30	0,8 $\pm$ 0,3	1,6 $\pm$ 0,15	0,8 $\pm$ 0,3	0,4 $\pm$ 0,2
F2	26	0,6 $\pm$ 0,15	1,6 $\pm$ 0,15	0,8 $\pm$ 0,15	0,4 $\pm$ 0,2
F3	43	0,5 $\pm$ 0,1	1 $\pm$ 0,1	0,5 $\pm$ 0,1	0,2

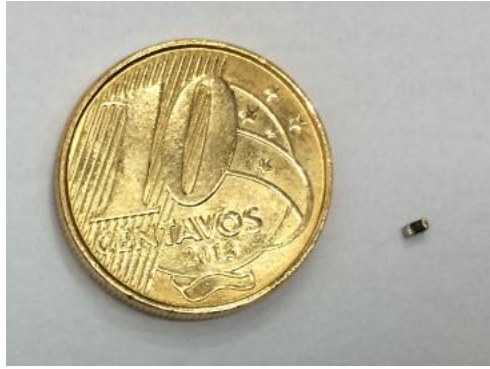


Figura 3.8 – Comparação da conta de ferrita com uma moeda.

Embora o método que usa guia de ondas seja o mais adequado em alta frequência por medir os quatro parâmetros S e aceitar materiais assimétricos, as amostras escolhidas neste trabalho são muito pequenas e seria inviável utilizar este método.

O método de medição utilizado na caracterização dos dielétricos e das contas de ferrita em alta frequência foi o que utiliza um cabo coaxial com impedância de  $50 \Omega$  que é conectado a um analisador de rede (VNA) Agilent E8364B ligado e a um *fixture* com micro tiras por meio de conectores SMA, como mostrado na Figura 3.9. Este método é o mais adequado para este caso, tendo em vista o uso do *fixture* de fácil aquisição e a faixa de frequência envolvida (10 MHz – 1 GHz).

Por exemplo, no caso do método de placas paralelas que utiliza um medidor RLC, as medidas são feitas normalmente até 30 MHz, mas sendo necessário um equipamento que meça até a frequências até 1 GHz. O *fixture* contém várias linhas de *micro-strip* (MS) para a calibração em curto, em aberto e com carga antes de se proceder com as medições.

Para cada ensaio, os terminais do capacitor ou da ferrita sob teste foram soldados sobre a estrutura MS na faixa entre a trilha de cobre e plano terra no centro do dispositivo de fixação.



Figura 3.9 - Set-up utilizado na caracterização do dielétrico [2].

As medições de reflexão da transmissão em um material e o conhecimento de suas dimensões físicas fornecem informações para caracterizar a permissividade e a permeabilidade do material.  $S_{11}$  é o coeficiente de reflexão da porta 1 medido quando se conecta o *fixture* no Vector Network Analyzer (VNA) ou analisador de rede. O VNA envia uma onda (energia) na amostra e mede o quanto deste sinal está voltando (refletida). O VNA fornecerá diretamente para cada medição as partes real e imaginária de  $S_{11}$ , que são usadas para calcular a permissividade e a permeabilidade complexas. O analisador de rede (VNA) é constituído por uma fonte de sinal, um receptor e um display. A fonte envia um sinal com uma única frequência para o material sob teste; o receptor que está sintonizado detecta a frequência refletida e no display é possível escolher o modo de visualização, seja o modo, gráfico ou a carta de Smith. A resposta medida produz a magnitude e a fase da frequência.

Componentes simples e fios de ligação se comportam diferentemente em altas frequências, podendo ser fontes primárias de ruídos e resultados indesejados. Os componentes utilizados em alta frequência possuem valores baixos de indutância e capacitância (nH ou pF) e esses valores ficam muito próximos aos

valores residuais do equipamento, tornando assim um fator relevante de erro nas medidas. A exatidão das medidas de  $S_{11}$  depende de quão precisa e cuidadosa foi feita a calibração (*open/short/load*), conforme a Figura 3.10. Para garantir medidas reproduzíveis com boa exatidão, as mesmas devem ser feitas nas mesmas condições de montagem da calibração sempre que a faixa de frequência do *set-up* for mudada.

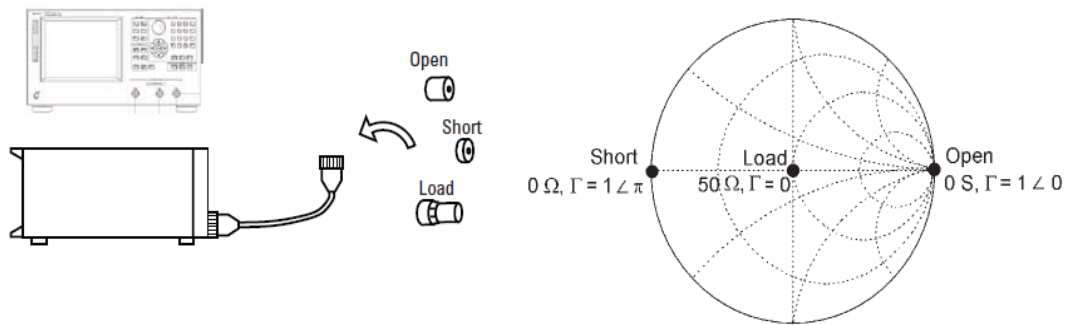


Figura 3.10 - Calibração do analisador de rede vetorial [8].

A caracterização do toróide analisando a indutância em relação à corrente e à frequência foi feita utilizando uma ferrita toroidal modelo TN 14/9/5-3R1 Ferroxcube [29] com enrolamento, mostrada na Figura 3.11, cuja permeabilidade inicial e as dimensões físicas podem ser vistas na Tabela 3.3.

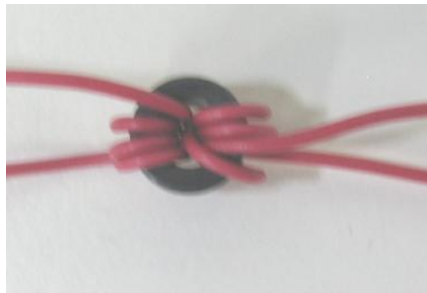


Figura 3.11 - Ferrita em forma de toróide.

Tabela 3.3 - Características do toróide.

Toróide	Volume (mm <sup>3</sup> )	Área (mm <sup>2</sup> )	Massa (g)	Altura (mm)	$\mu_i$
T1	430	12,3	2,1	35	≈800

No caso do toróide a caracterização foi feita em média frequência e a indutância foi analisada em relação à corrente e a frequência, conforme o esquema de conexão da Figura 3.12. Na análise de corrente foi utilizada uma fonte de corrente DC FA3050 Instrutherm e um medidor RLC U1731C Agilent, conforme *set-up* na Figura 3.13.

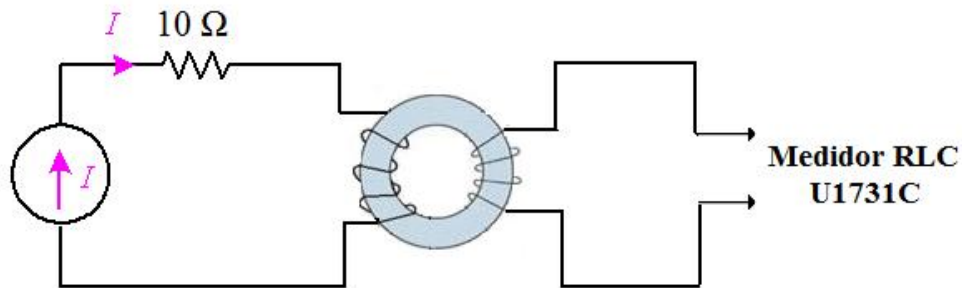


Figura 3.12 – Esquema elétrico da medição de corrente e frequência do toróide.

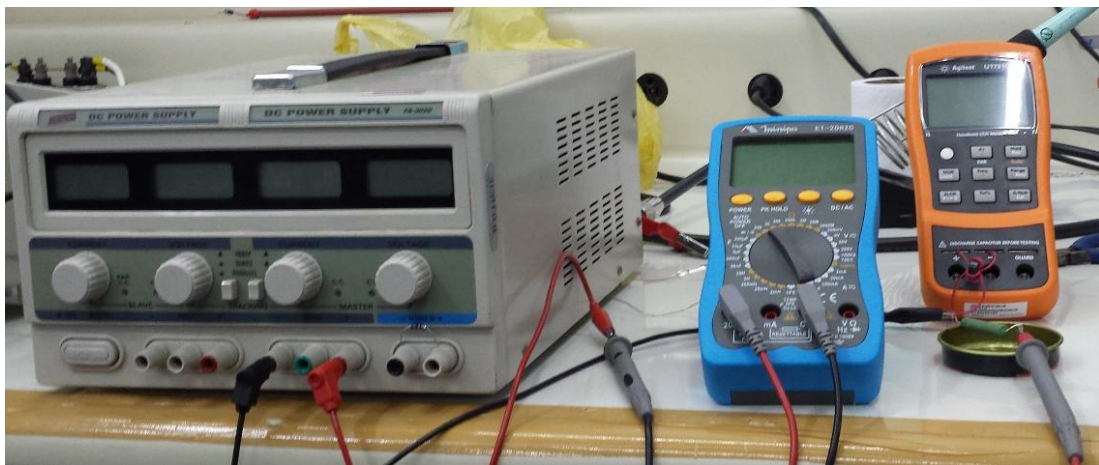


Figura 3.13 - *Set-up* para medição de indutância em relação à corrente.

A resposta da indutância do toróide em frequência na faixa de 200 kHz a 30 MHz foi medida através do Medidor RLC 4285A Agilent em conjunto com o Test Fixture 16047A HP, mostrado na Figura 3.14.





Figura 3.14 - Set-up da medição da indutância do toróide pela frequência.

O tóroide é um indutor de 6  $\mu\text{H}$  com enrolamento em um núcleo fechado e para analisar as medidas em núcleo aberto, como o da Figura 3.15, as mesmas medições de indutância, fator de dissipação, permeabilidade real e imaginária foram feitas neste indutor comercial de 1  $\mu\text{H}$  utilizando o mesmo set-up demonstrado na Figura 3.16.

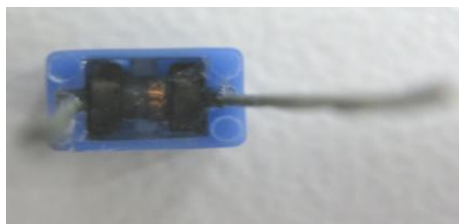


Figura 3.15 - Indutor comercial de 1  $\mu\text{H}$ .



Figura 3.16 - Medição da indutância do indutor comercial pela frequência.

### 3.3. Cálculos para determinação da permissividade elétrica

A capacitância do dielétrico é dada por:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d}, \quad (3.1)$$

e a impedância capacitiva (Z) é dada por:

$$Z = \frac{d}{j\omega \epsilon_0 \epsilon^* A}, \quad (3.2)$$

onde,

d = distância entre as placas;

A = área das placas;

$\omega = 2\pi f$ ;

$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  F/m (permissividade no vácuo);

$\epsilon^*$  = Permissividade complexa.

Para um cabo de  $50 \Omega$ , o parâmetro  $S_{11}$  ou coeficiente de reflexão pode ser expresso por:

$$Z = Z_0 \left( \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right), \quad (3.3)$$

onde,  $Z_0$  é a impedância do cabo utilizado.

Portanto a partir de (3.2) a reatância capacitiva fica igual a:

$$\frac{d}{j\omega \epsilon_0 \epsilon^* A} = 50 \left( \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right). \quad (3.4)$$

Sabendo-se que  $\epsilon_r^* = \frac{\epsilon^*}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ , para se calcular a permissividade real e

as perdas no dielétrico, isola-se  $S_{11}$  da expressão e as partes real e imaginária acima como:

$$\varepsilon'(\omega) = \frac{d}{\omega \varepsilon_0 A Z_0} \operatorname{Im} \left( \frac{1-S_{11}}{1+S_{11}} \right) = D \left( \frac{-2 S_{11}''}{(1+S_{11}')^2 + (S_{11}'')^2} \right), \quad (3.5)$$

$$\varepsilon''(\omega) = \frac{d}{\omega \varepsilon_0 A Z_0} \operatorname{Re} \left( \frac{1-S_{11}}{1+S_{11}} \right) = D \left( \frac{1-(S_{11}')^2 - (S_{11}'')^2}{(1+S_{11}')^2 + (S_{11}'')^2} \right), \quad (3.6)$$

onde,  $S_{11}'$  e  $S_{11}''$  são respectivamente as partes real e imaginária de  $S_{11}$ ,

$D = \frac{d}{\omega \varepsilon_0 A Z_0}$  e  $Z_0 = 50 \Omega$ . Neste caso, a parte real fornece a permissividade e a

parte complexa as perdas do dielétrico, importantes fatores de caracterização, já que permite o cálculo da tangente de perdas.

### 3.4. Cálculos para determinação da permeabilidade magnética

Em média frequência, para o caso de toróides, o circuito equivalente pode ser visto na Figura 3.17 e o cálculo da permeabilidade efetiva real e imaginária pode ser obtido através das medidas de indutância utilizando um medidor RLC até 30 MHz e aplicando em (3.7) e (3.8). Este é o método convencional de medir a permeabilidade efetiva, onde basta medir a indutância na extremidade do fio enrolado no núcleo toroidal [10], como mostrado na Figura 3.14, e usar a formulação dada a seguir.

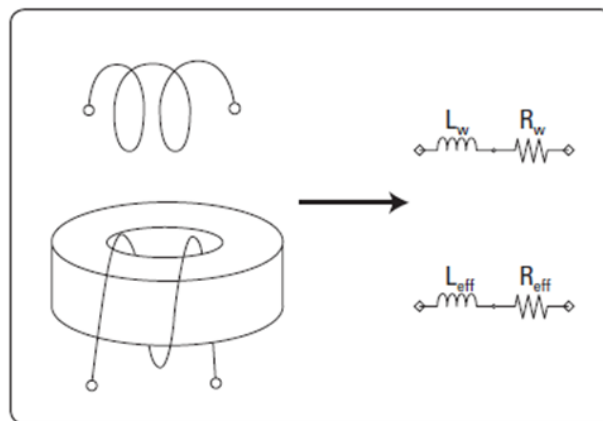


Figura 3.17 - Circuito equivalente de uma conta de ferrite toroidal [10].

$$\mu_e' = \frac{\ell L_{\text{eff}}}{\mu_0 N^2 A} \quad (3.7)$$

$$\mu_e = \frac{\ell (R_{\text{eff}} - R_w)}{\mu_0 N^2 \omega A} \quad (3.8)$$

onde,

$R_{\text{eff}}$ : Resistência equivalente da perda do núcleo incluindo a resistência do fio

$L_{\text{eff}}$ : Indutância da bobina toroidal

$R_w$ : resistência somente do fio

$R_{\text{eff}}$ : Resistência do núcleo incluindo a resistência do fio

$L_w$ : indutância da bobina sem o núcleo (núcleo de ar)

$N$ : nº de voltas da espira

$\ell$ : comprimento médio do núcleo toroidal [m]

$A$ : área da seção transversal do núcleo toroidal [m<sup>2</sup>]

$$\omega = 2\pi f$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ [H/m]}$$

Em alta frequência para o caso das contas de ferrita, o *set-up* das medidas de permeabilidade magnética é o mesmo utilizado nas medidas de permissividade elétrica. Similarmente, foi realizada uma calibração no VNA e as amostras (contas de ferrita) foram soldadas nas microtiras do *fixture*. Neste caso, a impedância da ferrita é dada por:

$$Z = R_S + jX_L, \quad (3.9)$$

onde,  $R_S$  é a resistência série e  $X_L$  é a reatância indutiva.

A impedância também pode ser calculada através do coeficiente de reflexão

$S_{11}$ :

$$Z = Z_0 \left( \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right). \quad (3.10)$$

Portanto, igualando as fórmulas da impedância para um indutor real, desprezando-se qualquer efeito capacitivo, temos:

$$R_S + jX_L = Z_0 \left( \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right). \quad (3.11)$$

Para determinar a resistência série e a reatância indutiva, igualam-se  $R_S$  e  $X_L$  respectivamente as partes reais e imaginária do segundo termo da equação acima:

$$R_S = Z_0 \left( \frac{1 - (S'_{11})^2 - (S''_{11})^2}{(1 + S'_{11})^2 + (S''_{11})^2} \right), \quad (3.12)$$

$$X_L = Z_0 \left( \frac{-2 S''_{11}}{(1 + S'_{11})^2 + (S''_{11})^2} \right), \quad (3.13)$$

onde,  $S'_{11}$  e  $S''_{11}$  são respectivamente a parte real e imaginária de  $S_{11}$ . No caso das contas de ferrita, estes dois parâmetros são os mais utilizados para avaliar o desempenho do componente, de acordo com os dados fornecidos pelo fabricante. Porém, pode-se determinar diretamente a tangente de perdas da ferrita através da razão entre  $R_S$  e  $X_L$ , isto é,  $\tan \delta = X_L/R_S$ .

Por outro lado, sabendo-se que para a conta  $L_S = \mu_0 \mu_r k$ , a permeabilidade efetiva real da ferrita pode ser calculada como:

$$\mu'_r = \frac{L_S}{L_0} = \frac{L_S}{\mu_0 k} = \frac{X_L}{2\pi f \mu_0 k}, \quad (3.14)$$

desde que o fator de geometria  $k$  em mm da ferrita seja conhecido. Desta forma, a permeabilidade complexa, usando (2.16), pode ser calculada em função da tangente de perdas e da permeabilidade real como:

$$\mu''_r = \tan \delta \cdot \mu'_r. \quad (3.15)$$



## 4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Nesta seção são apresentados os resultados e discussões referentes à caracterização elétrica e magnética dos capacitores cerâmicos comerciais, da amostra de PZT, das contas de ferrita e do toróide.

### 4.1. Resultados da permissividade elétrica

Como regra geral, dielétricos mais estáveis com a temperatura são também mais estáveis com tensão e frequência. Este é o caso dos capacitores C2 e C4 que apresentaram capacitância com boa estabilidade e precisão, sendo útil para as aplicações de frequência mais elevada. Devido ao material paraelétrico utilizado para estabilizar a capacitância, sua permissividade relativa é inferior a 600, em capacitores são normalmente encontrados na faixa de pF. Como resultado, eles também têm frequências ressonantes mais elevadas associadas à sua indutância parasita inerente devido à sua geometria planar. Infelizmente, eles não são úteis para aplicações em LTNL devido à pouca variação de sua capacitância com a tensão. Por outro lado, os capacitores C1 e C3 são mais adequados para estas aplicações, pois têm capacitâncias que variam bastante com a temperatura, a tensão e a frequência. Isto é porque cerâmicas ferroelétricas em temperatura ambiente são utilizadas na composição de dielétrico. Para o capacitor C1, o titanato de bário (BT) é o composto predominante utilizado no seu dielétrico, enquanto para capacitor C3 a sua composição dielétrica é o PZT. Ao contrário do C2 e C4, capacitores C1 e C3 são encontrados geralmente na faixa nF e por isso eles têm frequências ressonantes mais baixas, o que limita a operação em LTNL em frequências mais altas (> 200 MHz). Na classe III, os capacitores C1 e C3 com tipo dielétrico Y5V podem ter tangente de perda mais elevadas (entre 1 e 5%) do que a classe I de capacitores estáveis (<1%), que pode ser também outro fator limitante para a operação em alta frequência.

O circuito usado para medir a permissividade relativa  $\epsilon_r$  em função da tensão  $V$  é dado na Figura 4.1. Uma fonte de alimentação de alta tensão DC é usada

para carregar o capacitor sob teste através de uma resistência  $20\text{ M}\Omega$  que limita a corrente da fonte. Quatro capacitores de bloqueio de alta tensão de  $0,25\text{ }\mu\text{F}$  são ligados em série para isolar a entrada do medidor da alta tensão de polarização DC e um resistor de  $1\text{ M}\Omega$  é utilizado para descarregar os capacitores de bloqueio. A capacidade total de capacitores de bloqueio é, pelo menos, 10 vezes maior do que a capacitância sob teste para não causar muita interferência na medição. Como a amplitude do sinal do medidor de capacitância é muito menor do que a tensão de polarização DC, a leitura do medidor dá estritamente a medida da capacitância diferencial do capacitor em teste com o erro inferior a 1%.

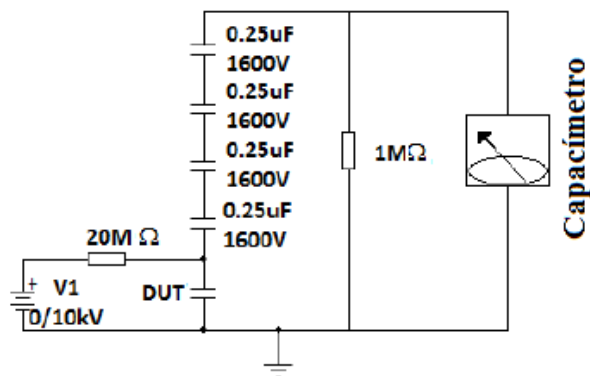


Figura 4.1 – Circuito da medição de capacitância em função de tensão DC [28].

As curvas correspondentes de  $\epsilon_r \times V$  medida à temperatura ambiente para C1, C2 e C3 são mostradas na Figura 4.2. Porém, não foi possível mostrar a do capacitor C4 SMD devido à sua baixa taxa de tensão de operação (ver Tabela 3.1). No capacitor C1 ( $470\text{ pF}$ ), linha verde, a permissividade  $\epsilon_r$  teve uma queda de 3300 para 1700, com uma variação da permissividade relativa em torno de 50% perto da tensão máxima de operação de 3 kV. Para o capacitor C2 ( $100\text{ pF}$ ), linha vermelha, como era esperado, praticamente não houve variação de  $\epsilon_r$  ( $\approx 200$ ), uma vez que é de dielétrico classe I. No caso do capacitor C3, a permissividade relativa do PZT caiu de 1300 para 750, aproximadamente, também com a variação na ordem de 50% a 2,5-3 kV aproximadamente, o que é uma propriedade muito importante para a utilização em LTNLS dielétricas.



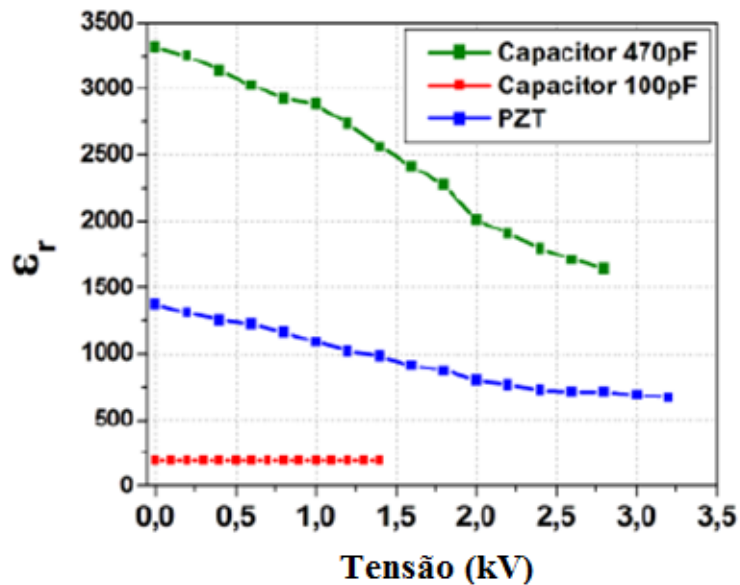


Figura 4.2 - Variação da permissividade elétrica dos capacitores em função da tensão.

Com relação à caracterização dielétrica em frequência, a Figura 4.3 e a Figura 4.4 mostram as partes real e imaginária de  $S_{11}$ , medidas para os capacitores visto na Tabela 3.1. No entanto, primeiro é necessário entender o comportamento de  $S_{11}$  de um capacitor dielétrico com perdas e indutância parasita associada. A parte real  $\text{Re}[S_{11}]$  começa a partir de 1 com imaginário  $\text{Im}[S_{11}] = 0$ , pois o capacitor está em aberto nas baixas frequências ( $|S_{11}| = 1$ ,  $\varphi = 0$ ). Quando a frequência se eleva,  $\text{Re}[S_{11}]$  e  $\text{Im}[S_{11}]$  diminuem simultaneamente com a reatância capacitiva. Se a frequência ainda aumenta,  $\text{Re}[S_{11}]$  e  $\text{Im}[S_{11}]$  continuam a diminuir, com a parte real cruzando o zero e a imaginária atingindo um pico negativo (entre 0 e -1). No limite em frequências mais elevadas, o capacitor torna-se um curto-circuito ( $|S_{11}| = 1$ ,  $\varphi = \pi$ ) e, portanto,  $\text{Re}[S_{11}]$  tende para -1 e  $\text{Im}[S_{11}]$  para zero.

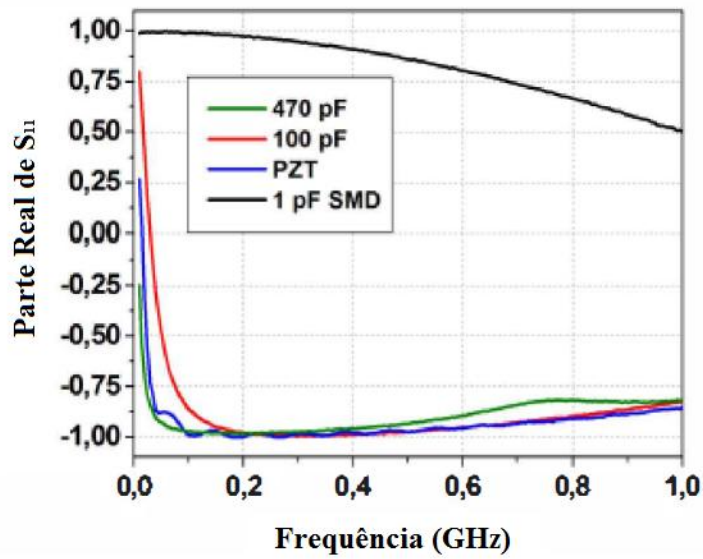


Figura 4.3 - Parte Real de S<sub>11</sub> medida para os capacitores.

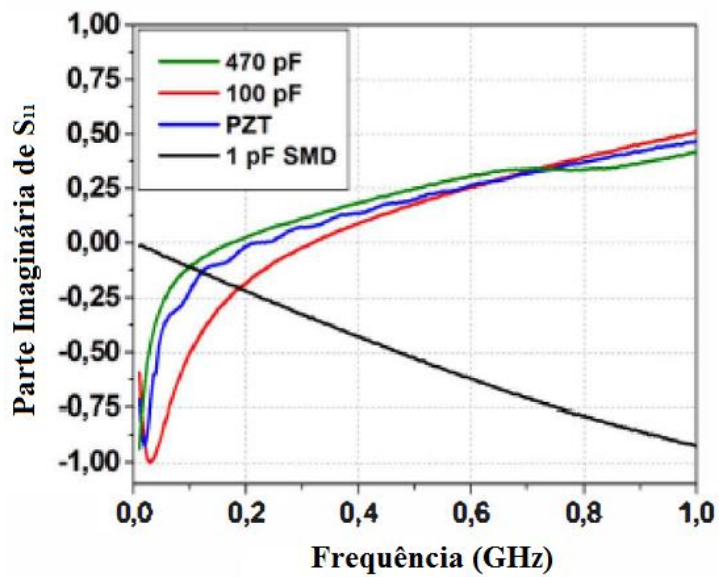


Figura 4.4 - Parte Imaginária de S<sub>11</sub> medida para os capacitores.

Observando as figuras anteriores, verifica-se que apenas o comportamento do capacitor SMD (C4) está de acordo com o padrão descrito anteriormente, embora a parte real não tenha atingido -1 (ou a parte imaginária zero) por causa da elevada reatância nesta faixa de frequência. De qualquer forma, este resultado indica que tal capacitor tem uma indutância parasita desprezível na faixa de frequência de ensaio e uma frequência ressonante mais elevada ( $\gg 1$  GHz). Isto é o que se espera de um capacitor SMD de baixa capacitância (1

pF) para aplicações de micro-ondas. Se considerar o capacitor de 1 pF ideal e calcular o parâmetro  $S_{11}$  detalhado no Apêndice, é possível observar esse comportamento característico na Figura 4.5.

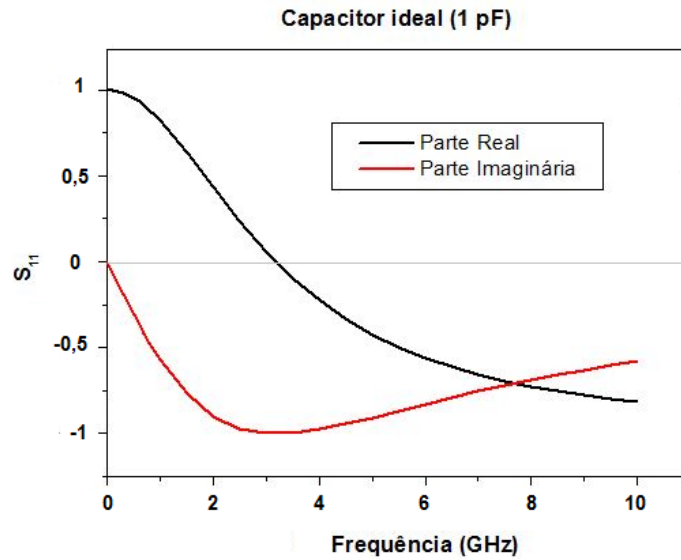


Figura 4.5 - Parâmetro  $S_{11}$  para um capacitor ideal de 1 pF.

No entanto, para os capacitores C1 (470 pF) e C3 (PZT),  $\text{Re}[S_{11}]$  vai de repente de 1 a -1 (como num curto-circuito) com  $\text{Im}[S_{11}]$  cruzando zero e assumindo um valor positivo para frequências em torno de 0,1-0,2 GHz, o que indica que estes capacitores têm frequências de ressonância nesta faixa de frequência. Este efeito de ressonância pode ser claramente visto na Figura 4.6, explicado anteriormente no 2.1.1, pois a permissividade real torna-se negativa para frequência acima da ressonância, uma vez que  $\epsilon' < 0$  para  $\text{Im}[S_{11}]$  positivo de acordo com (31). O mesmo efeito pode ser observado para o capacitor de 100 pF, conforme mostrado na Figura 4.3 e na Figura 4.4. Mas note na Figura 4.7 que para o capacitor SMD a permissividade relativa é sempre positiva em torno de 500 e não existe pico de ressonância (isto é *zero-crossing* para  $\text{Im}[S_{11}]$ , neste caso). Também observe que para os capacitores de 470 pF, PZT e 100 pF em baixas frequências a permissividade relativa é da ordem de 2700, 1000 e 200, respectivamente, o que está na faixa dos valores esperados quando os dielétricos não estão polarizados ( $V=0$ ).

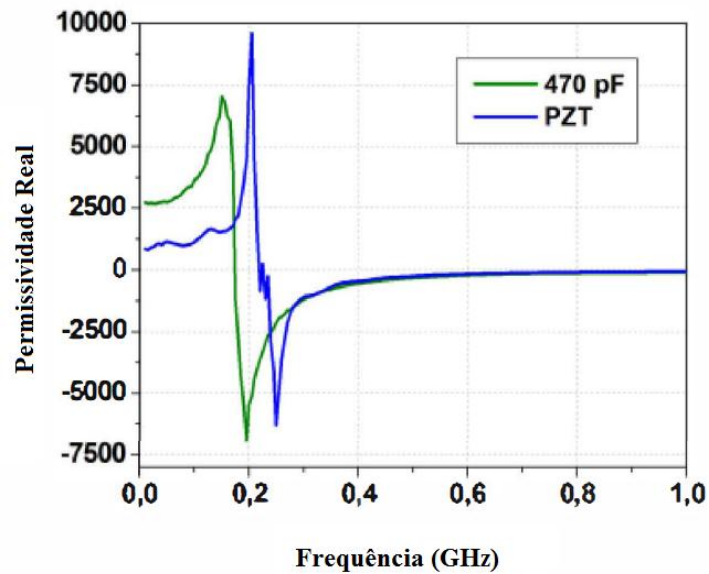


Figura 4.6 - Permissividade real em função da frequência dos capacitores de 470 pF e PZT.

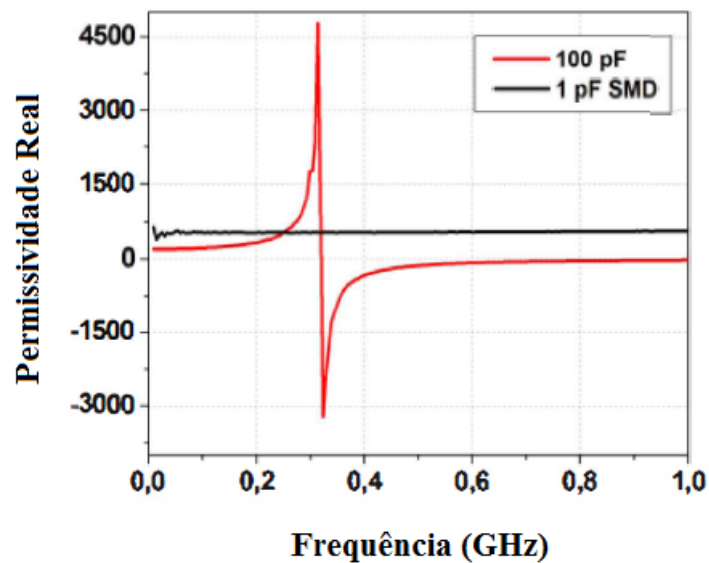


Figura 4.7 - Permissividade real em função da frequência dos capacitores de 100 pF e 1 pF SMD.

A perda dielétrica ou a tangente de perdas em função da frequência, também pode ser calculada para todos os capacitores, utilizando (2.5), (3.5) e (3.6). Os resultados são mostrados na Figura 4.8, onde se pode observar que as perdas dielétricas são significativamente baixas e bem menores abaixo da frequência de ressonância do capacitor. Na frequência de ressonância, há um pico na

curva de tangente de perdas e o capacitor comporta-se como uma resistência uma vez que a reatância é zero devido à indutância parasita associada. Nota-se que os capacitores lineares (100 pF e SMD) têm perdas significativamente menores do que os capacitores não lineares (470 pF e PZT), especialmente em baixas frequências abaixo de 0,3 GHz. Para efeito de comparação, a Tabela 4.1 mostra a tangente de perdas em baixa e alta frequências. Para o capacitor de 1 pF SMD, a tangente de perdas variou de  $30 \times 10^{-3}$  a  $5 \times 10^{-3}$  em cerca de 0,3 GHz, tendo um bom desempenho em relação aos outros, em especial acima de 0,3 GHz pois a tangente de perdas  $\delta$  ficou mantida entre  $5 \times 10^{-3}$  e  $6 \times 10^{-3}$ .

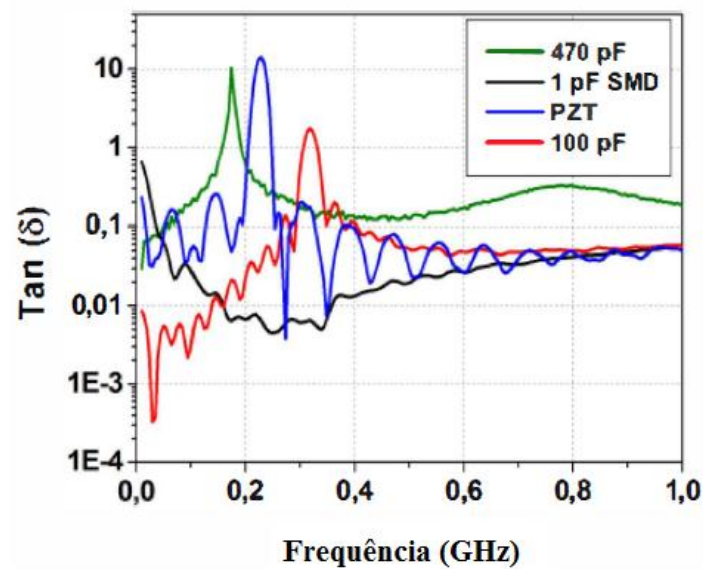


Figura 4.8 - Tangente de perdas de todos os capacitores em função da frequência.

Tabela 4.1 - Tangente de perdas dos capacitores ressonantes.

Capacitor	Tang $\delta$ (baixa frequência)	Tang $\delta$ (alta frequência)
470 pF – Radial	0,2 – 1	1 – 0,1
150 pF – PZT	0,06 – 0,25	0,1 – 0,01
100 pF – Radial	0,03 – 0,1	0,1 – 0,06

## 4.2. Resultados da permeabilidade magnética

As partes real e imaginária do coeficiente de reflexão medido  $S_{11}$  na escala de micro-ondas de 10 MHz a 1 GHz são mostrados na Figura 4.9, respectivamente, para as duas contas de ferrita e o indutor SMD descritas na Tabela 3.2. Em especial, observa-se que  $\text{Im}[S_{11}]$  do indutor F3 cruza o eixo horizontal em torno de 0,7 GHz e permanece negativo em frequências mais altas, indicando que ressoa com a sua capacitância parasita associada a esta frequência.

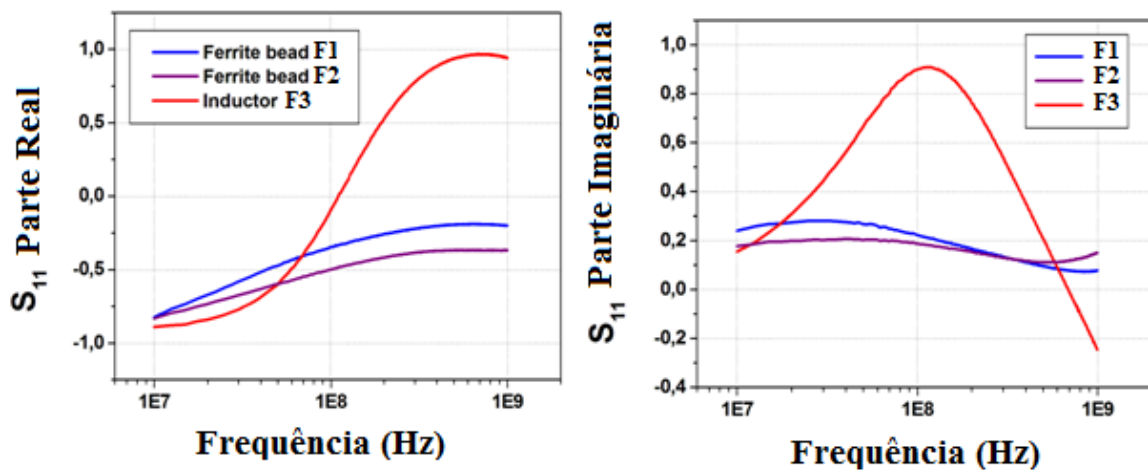


Figura 4.9 - Partes real e imaginária do coeficiente de reflexão.

Este efeito de ressonância pode ser visto claramente na Figura 4.10 e na Figura 4.11, onde se comparam a  $R_s$  resistência em série e a reatância indutiva  $X_L$  (calculada com base em (3.12) e (3.13), respectivamente);  $X_L$  para o indutor F3 atinge um pico acima de 1 k $\Omega$  em torno de 0,7 GHz e em seguida decai para valores negativos tornando-se uma reatância capacitiva.

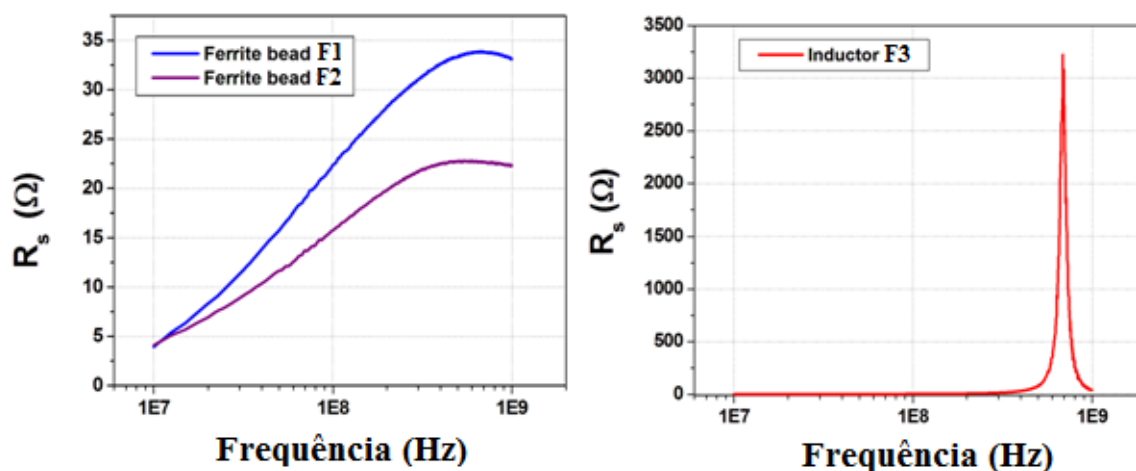


Figura 4.10 - Comparação de RS entre as ferritas e o indutor.

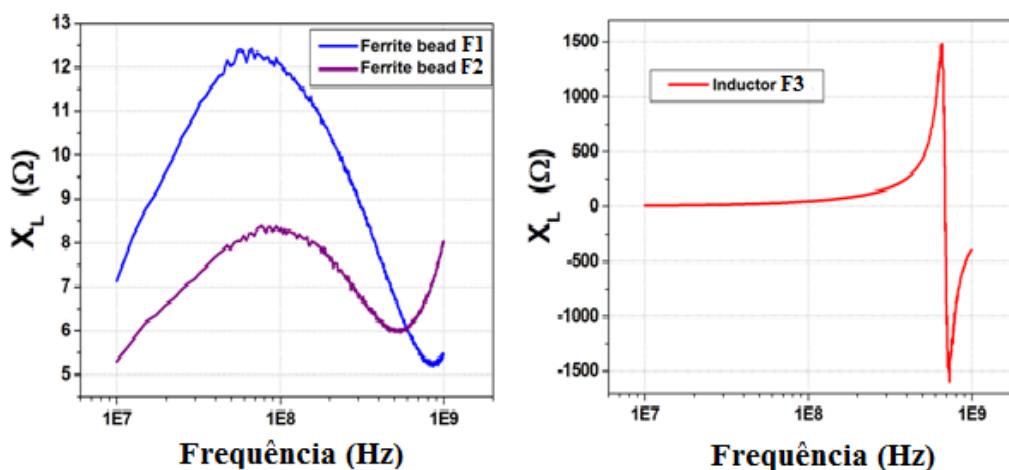


Figura 4.11 - Comparação de XL entre as ferritas e o indutor.

Como foi explicado no item 2.2.1, o indutor altera seu comportamento de acordo com a frequência de ressonância.

Para efeito de comparação, a Figura 4.12 mostra no mesmo gráfico os parâmetros Z (impedância),  $R_s$  (resistência) e  $X_L$  (reatância) em função da frequência para a ferrita F1 (Tabela 3.2), onde  $|Z| = \sqrt{(R_s)^2 + (X_L)^2}$ .

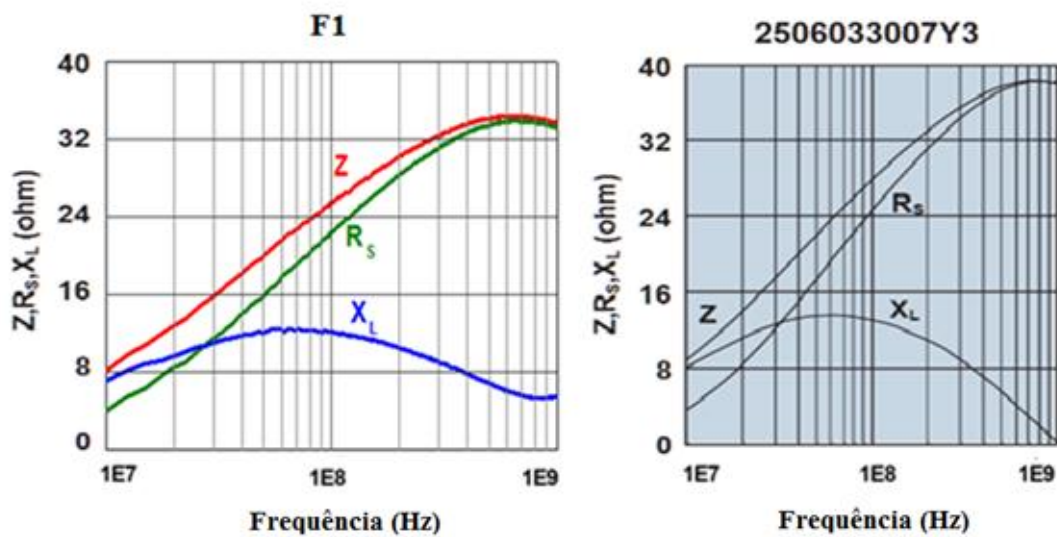


Figura 4.12. Comparação dos parâmetros Z, RS e XL obtidos da ferrita F1 e obtidos pelo fabricante [30].

A mesma comparação também é feita com a amostra F2. A Figura 4.13 mostra o gráfico com os resultados obtidos com as medições e o correspondente gráfico obtido do fabricante (Murata) [31] (BLM18KG260TN1).

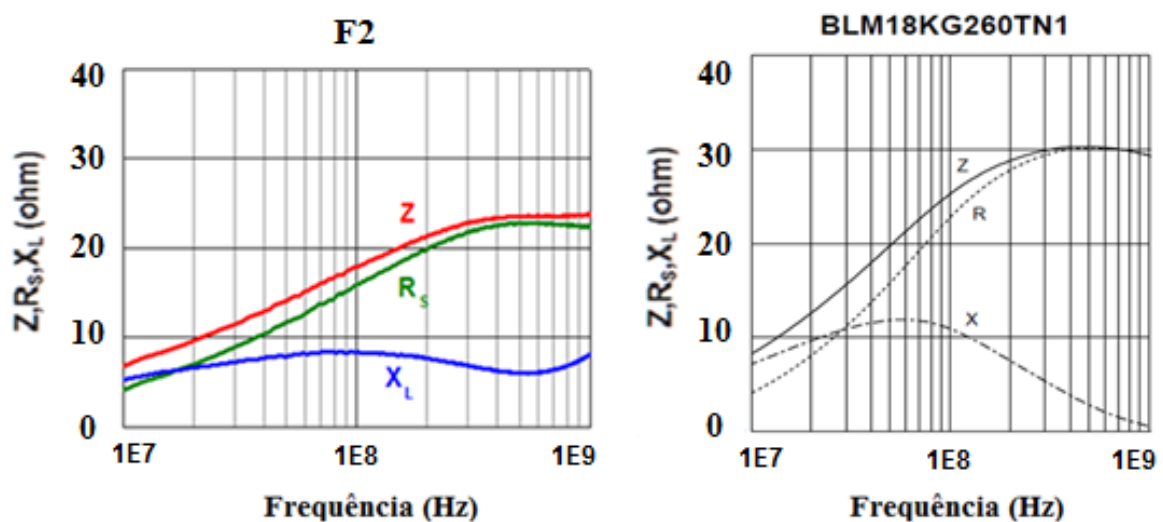


Figura 4.13 - Z, RS e XL obtidos da ferrita F2 e obtidos pelo fabricante [31].

Neste caso, os *datasheets* dos fabricantes não fornecem as permeabilidades das ferritas, apenas os parâmetros Z,  $X_L$  e  $R_S$  para avaliar o desempenho dos componentes. Então, para avaliar a qualidade do componente outro fator importante como a tangente de perdas da ferrita pode ser estimada tomando-se a razão entre  $R_S$  e  $X_L$  dada por:



$$\tan \delta = \frac{R_s}{X_L}. \quad (42)$$

Na Figura 4.14, estão os gráficos da tangente de perdas das ferritas F1 e F2 obtidas a partir das medidas dos parâmetros  $R_s$  e  $X_L$ .

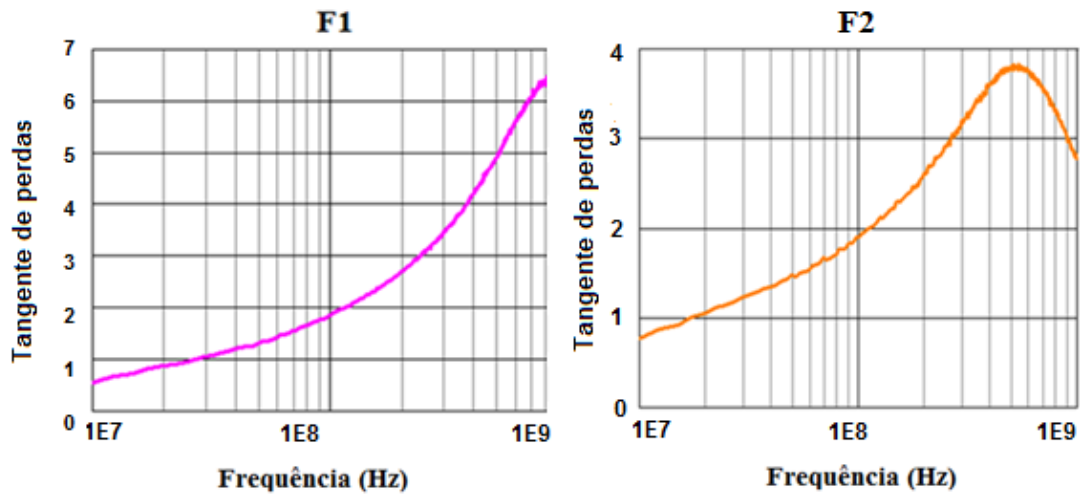


Figura 4.14. Gráfico da tangente de perdas da ferritas F1e F2.

Através de (3.14) é possível calcular a permeabilidade real, mostrada na Figura 4.15 a partir da reatância medida, como mostrado na Figura 4.12 e na Figura 4.13, para as ferritas F1 e F2, respectivamente, em função da frequência.

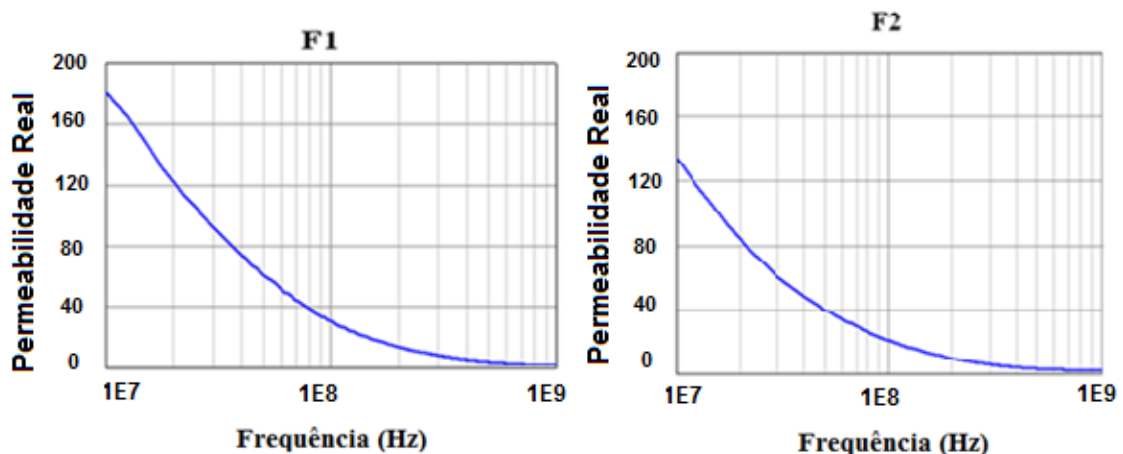


Figura 4.15. Permeabilidade real das amostra F1 e F2.

Considerando a parte imaginária da permeabilidade a qual está relacionada às perdas no dielétrico, ela pode ser calculada por meio da tangente de perdas e

da permeabilidade real através de (3.15). A Figura 4.16 mostra a parte imaginária da permeabilidade obtida para as ferritas F1 e F2, respectivamente, em função da frequência.

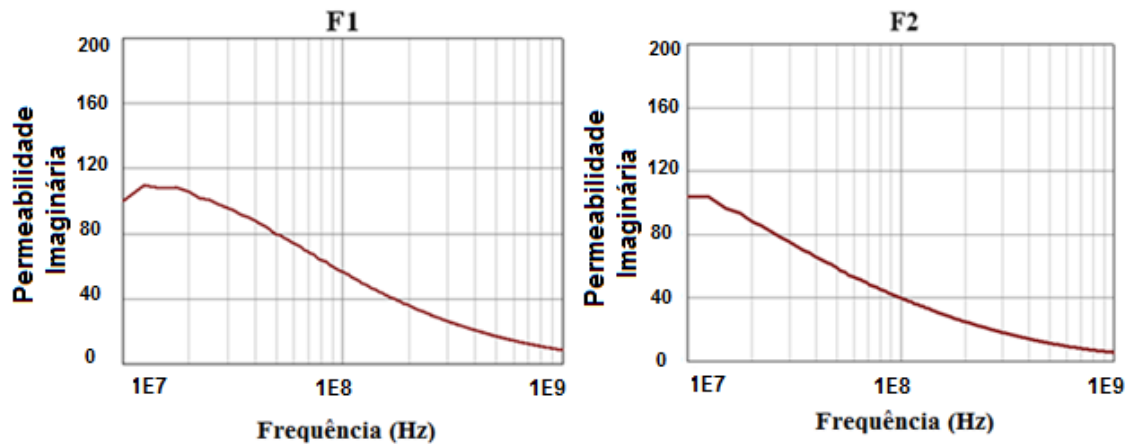


Figura 4.16. Permeabilidade imaginária das amostras F1 e F2.

A específica concentração de cada elemento químico não é fornecida devido a segredo de fabricação, mas a mistura dos elementos que geralmente são utilizado na fabricação dos materiais incluem zinco manganês (MnZn) e zinco níquel (NiZn). Através da análise dos elementos químicos com o equipamento de Espectroscopia por Energia Dispersiva de Raios X (EDX) modelo ISIS 300 da marca Oxford, foi possível observar a presença de ferro, níquel, zinco e oxigênio e então constatar que as ferritas em análise são à base de NiZn, como mostrado na Figura 4.17. Para uma melhor medição a amostra teve que ser metalizada e é por isso que também pode se observar a presença do ouro.

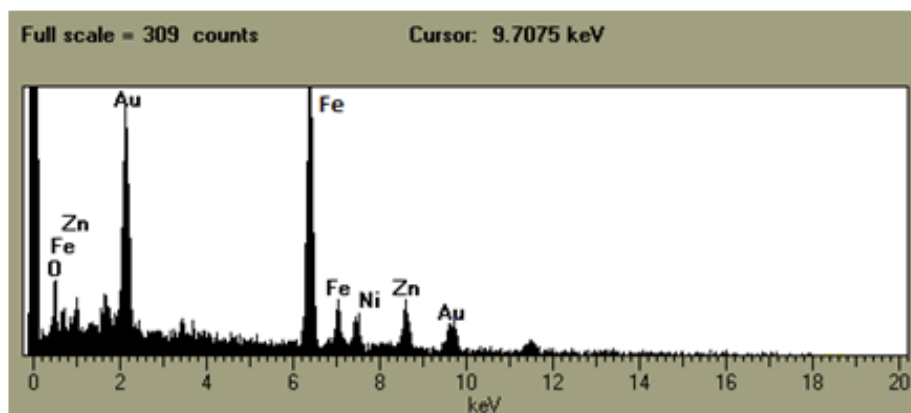


Figura 4.17 - EDS obtido da ferrita F2 [2].

As ferritas de NiZn possuem permeabilidades  $< 1000$ , porém a permeabilidade deste material pode deixar de responder em frequências a partir de 10 MHz, dependendo de sua composição. Neste caso, como as medições foram feitas a partir de 10 MHz, as permeabilidades obtidas para ambas as ferritas apenas decresceram, não apresentando um patamar característico em baixa frequência.

Na análise do toróide de  $6 \mu\text{H}$ , foram medidos a indutância, a resistência série e o fator de dissipação na faixa de frequência de 200 kHz a 30 MHz. É possível observar pela Figura 4.18 que as curvas de  $Z$ ,  $R_s$  e  $X_L$  da toróide tiveram um comportamento semelhante ao das ferritas demonstradas na Figura 4.12 e na Figura 4.13.

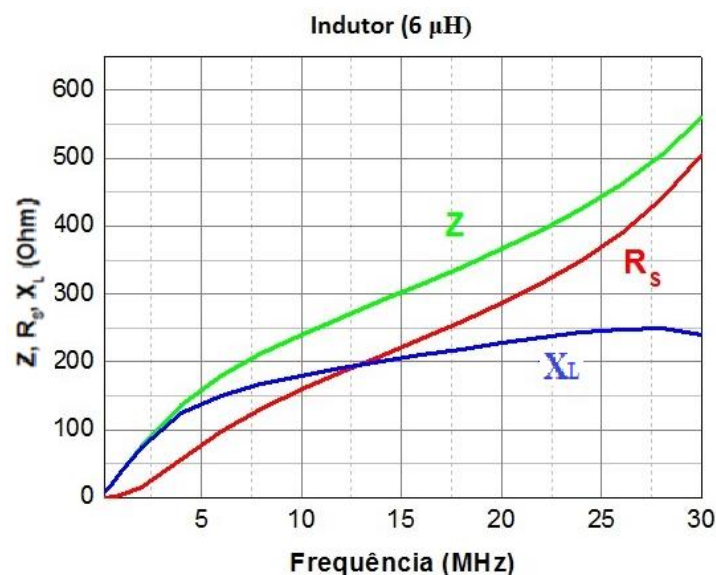


Figura 4.18 – Parâmetros  $Z$ ,  $R_s$  e  $X_L$  obtidos do toróide.

Utilizando os valores medidos de indutância e as características físicas dadas pelo fabricante, através de (3.7) é possível se obter a permeabilidade efetiva real da toróide. Nota-se que a indutância e permeabilidade real apresentam o mesmo comportamento, ou seja, decaem com o aumento da frequência, como podemos ver na Figura 4.19.

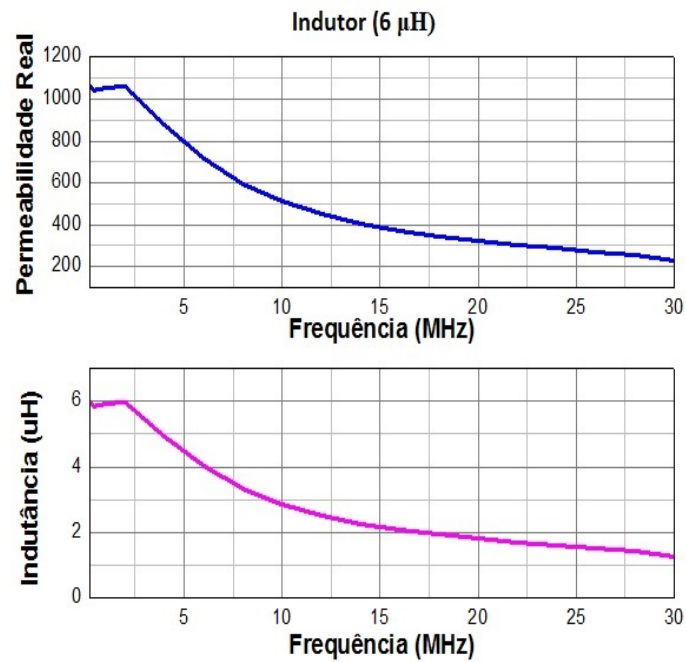


Figura 4.19 - Indutância e permeabilidade real do toroide.

Multiplicando a permeabilidade real pelo fator de dissipação em (2.16) ou através de (3.8) é possível conhecer as perdas do toroide através da parte imaginária da permeabilidade. Na Figura 4.20 observa-se que FD cresce monotonicamente com a frequência e ambos também aumentam.

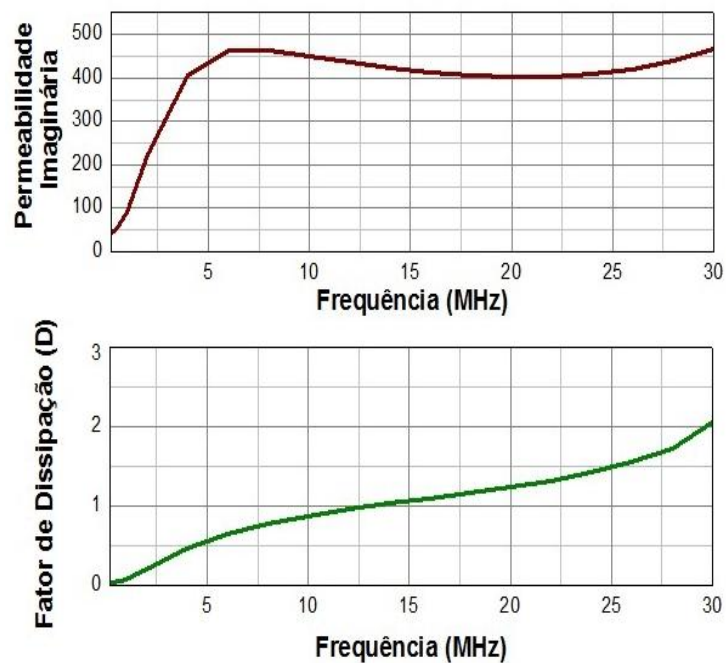


Figura 4.20 - Fator de dissipação e permeabilidade imaginária do toróide.

A análise da indutância em relação à corrente aplicada também foi feita e uma comparação com a permeabilidade efetiva pode ser vista na Figura 4.21.

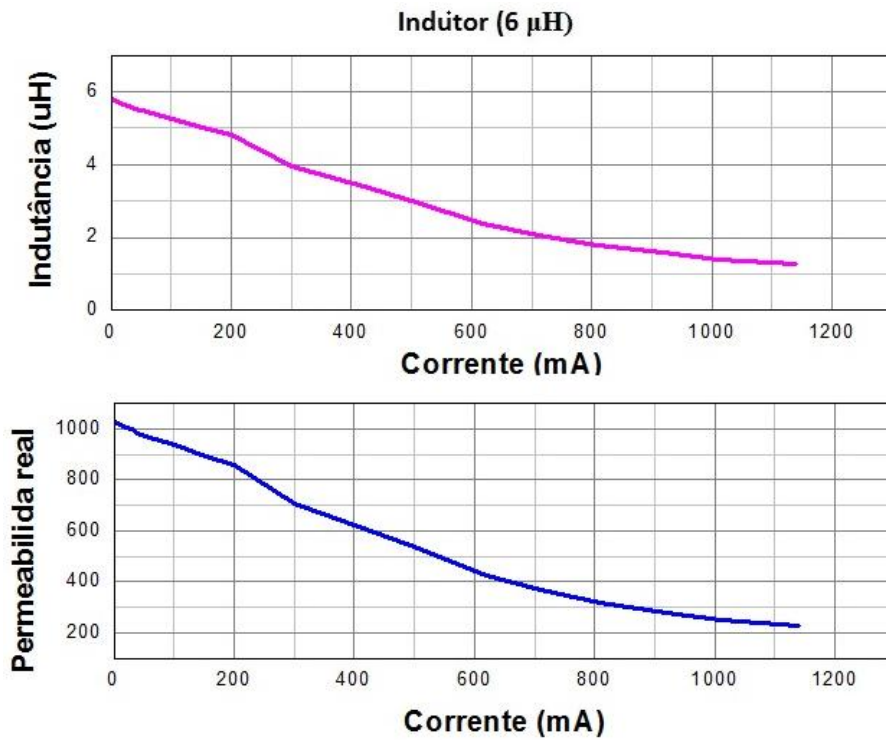


Figura 4.21 - Comportamento da indutância e da permeabilidade real do toróide com a corrente.

No indutor comercial de 1 μH, a indutância e a parte real da permeabilidade têm comportamentos diferentes da ferrita e do toróide, como demonstrado na fig. Isso porque na faixa de frequência analisada não ocorre a ressonância e o núcleo aberto não deixa que a indutância decaia.

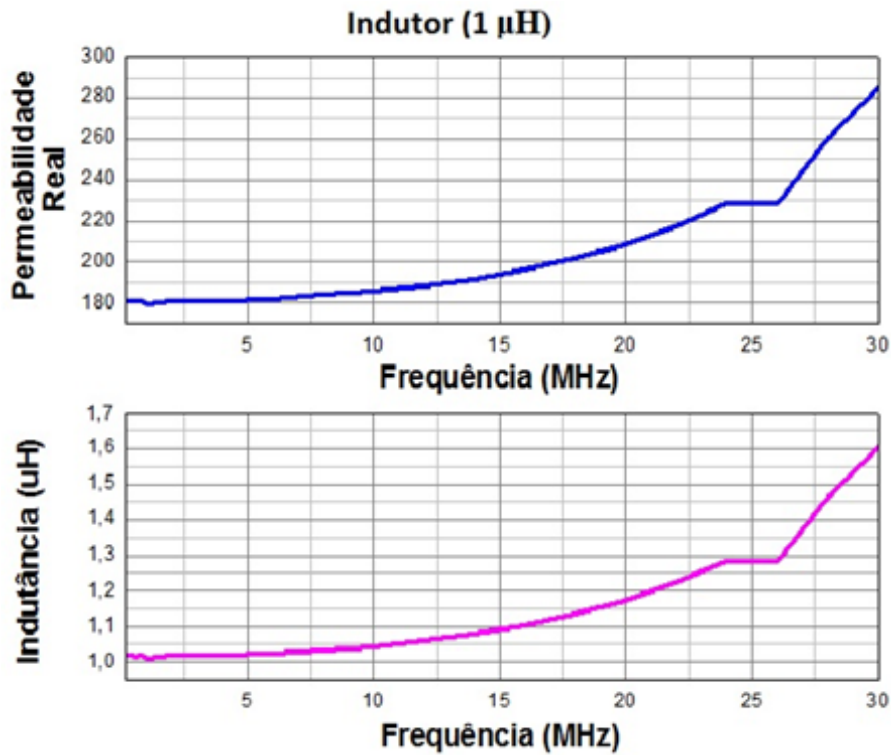


Figura 4.22 - Comportamento indutância e da permeabilidade real do indutor comercial com a corrente.

E assim como a indutância e permeabilidade real, a permeabilidade imaginária e o fator de dissipação possuem um leve aumento acima de 15 MHz, como se pode observar na Figura 4.23.

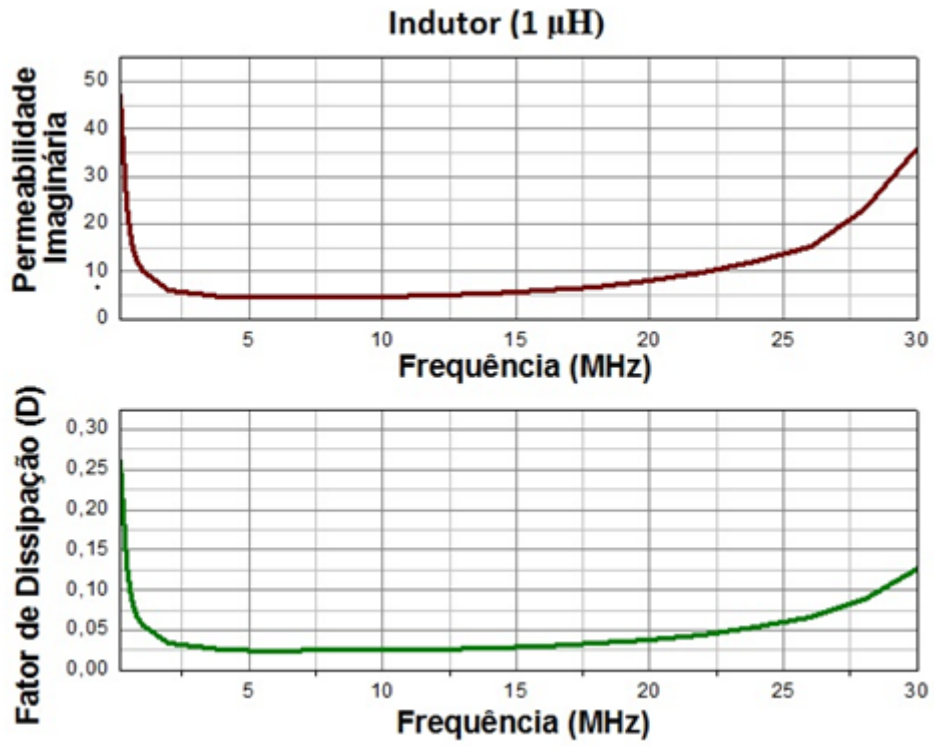


Figura 4.23 - Fator de dissipação e permeabilidade imaginária do indutor comercial.





## 5 CONCLUSÕES

### 5.1. Medidas de Permissividade Elétrica

Os capacitores cerâmicos comerciais baseados em dielétricos de BT e PZT foram caracterizados na faixa de frequência de 0,01 a 1 GHz. Foi demonstrado que apenas capacitores com grande variação de capacitância com a tensão aplicada são adequados para aplicações em NLTLs, como os capacitores BT 470 pF e PZT 150 pF. Dependendo da mistura utilizada na composição do dielétrico ele pode ser linear e não apresentar características não lineares como os capacitores radial cerâmico 100 pF e SMD 1 pF. Ambos os capacitores não lineares apresentam 50% de diminuição da capacitância com a tensão de operação. No entanto, o capacitor PZT proposto para uso em NLTLs apresentou um desempenho melhor que o capacitor BT de 470 pF.

Por exemplo, o capacitor PZT apresentou tangente de perda  $\delta$  menor que 0,1 na mais alta frequência de operação em 100 MHz, enquanto o capacitor 470 pF mostrou  $\tan \delta > 0,1$  na frequência inferior em 75 MHz. Outro dado importante é que as ressonâncias dos capacitores limitam sua aplicação em aplicações em alta frequência de até 0,1 GHz, dependendo do tipo de capacitor usado. Para este caso, os capacitores SMD seriam mais apropriados, mas é difícil de encontrar no mercado este tipo de capacitor de alta tensão nominal na faixa de pF (<100 pF), de menor estabilidade e frequência de ressonância mais elevada acima de 0,2 GHz.

Assim, até hoje tem-se inserido os capacitores de PZTs ou BT são usados em uma linha de transmissão de placas paralelas para minimizar a indutância parasita do capacitor e, conseqüentemente, para assegurar a frequência de ressonância mais alta. No entanto, materiais nanocristalinos BT e PZT têm frequência de relaxação na ordem de 0,8 GHz, que é outro fator limitante para a operação de NLTLs dielétricas até 1 GHz.

## 5.2. Medidas de Permeabilidade

O VNA é o principal padrão de medições na faixa de micro-ondas e de radiofrequência, fornecendo informações precisas e confiáveis do componente sob teste. Por não possuírem terminais, as contas de ferrita foram soldadas diretamente no *fixture* reduzindo assim o efeito parasita que aumenta as perdas, garantindo assim medidas mais precisas. Os resultados obtidos foram bastante satisfatórios e muito próximos aos dos fabricantes. Nota-se que os valores de impedância medidos ficaram um pouco abaixo dos valores dos fabricantes, porém estão dentro da faixa de tolerância de  $\pm 25\%$  declarada nos *data sheets*. Além dos parâmetros fornecidos pelos fabricantes, foi calculado o fator de dissipação (tangente de perdas) que é inversamente proporcional ao fator de qualidade (Q) e através deste foi possível calcular a permeabilidade real e imaginária de cada amostra. Estes são dados importantes na avaliação de desempenho do material. Como esperado, assim como a impedância, conforme a frequência aumenta, a tangente de perdas cresce monotonicamente, atinge um valor de pico e depois decresce. Acima de 10 MHz a permeabilidade decresce com o aumento da frequência, então pode se concluir que as ferritas analisadas podem ser utilizada em LTNLs indutivas na faixa de frequência entre 10-100 MHz.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 3. ed. Amherst: John Wiley & Sons, Inc., 2005. p. 441.
- [2] SILVA NETO, L. P.; ROSSI, J. O. ; DIAS P. A. G.; BARROSO, J. J. Frequency characterization of ferrite beads in the microwave range for nonlinear applications. In: INTERNATIONAL LATIN AMERICAN CONFERENCE ON POWDER TECHNOLOGY, 9., 2013, Campos do Jordão-SP. **Proceedings...** São Paulo: IPEN , 2013.
- [3] ROSSI, J. O.; SIVA NETO, L. P.; YAMAZAKI F. S.; SCHAMILOGLU, E. Prospects of building capacitive nonlinear lines using ceramic PZT for high-frequency operation . In: POWER MODULATOR AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE (IPMHVC), 2012, San Diego, CA. **Proceedings...** San Diego: IEEE, 2012..
- [4] LARSON, W. J.; WERTZ, J. R. **Space mission analysis and design**. 3. ed. El Segundo-CA: Microcosm Press, 2005. p. 203-221.
- [5] RANGEL, E. G. L. **Estudo das propriedades dielétricas em micro-ondas de cerâmicas do sistema ZnO-Nb2O5-TiO2 para aplicações em comunicações espaciais**. 2011. 237 p. (sid.inpe.br/mtc-m19/2011/09.22.14.39-TDI). Tese (Doutorado em Ciência e Tecnologia de Materiais e Sensores) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2011. Disponível em: <<http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3AFKJGB>>. Acesso em: 11 fev. 2015. .
- [6] Agilent basics of measuring the dielectric properties of materials. USA: Agilent Technologies, 2006. (Application Note 5989-2589).
- [7] Keiser, B. E. **Principles of electromagnetic compatibility**. Dedham, Massachussetts: Artech House, Inc., 1979.
- [8] Agilent 8 hints for successful impedance measurements. USA: Agilent Technologies, Inc., Impedance Measurement, 2000. (Application Note 346-4).
- [9] Handbook series on electromagnetic interference and compatibility -. filters and power conditioning. Gainesville, Virginia: Interference Control Technologies, Inc., 1988.

- [10] Solutions for Measuring Permittivity and Permeability with LCR Meters and Impedance Analyzers USA: Agilent Technologies, Inc., October 28, 2008. (Application Note 1369-1).
- [11] Susceptibilidade magnética. Disponível em <[http://pt.wikipedia.org/wiki/Susceptibilidade\\_magn%C3%A9tica](http://pt.wikipedia.org/wiki/Susceptibilidade_magn%C3%A9tica)>. Acesso em: 01/11/2014.
- [12] Toroides saiba tudo sobre eles. **Revista Saber Eletrônica**, Ano: 47; n. 454; Jul / Ago, 2011. Disponível em: <<http://www.sabereletronica.com.br/artigos-2/2695-toroides-saiba-tudo-sobre-eles>>. Data de acesso: 08/10/2014.
- [13] FAIR-RITE PRODUCTS CORP. **How to choose ferrita components for emi suppression**. Disponível em <[www.fair-rite.com](http://www.fair-rite.com)>. Data de acesso: 14/06/2014.
- [14] ARYA, P. R.; JHA, P.; GANGULI A. K. Synthesis, characterization and dielectric properties of nanometersized barium strontium titanates prepared by the polymeric citrate precursor method. **Journal of Materials Chemistry**, v. 13, p. 415-423, 2003.
- [15] SILVA NETO, L. P. **Caracterização de dielétricos para sistemas de armazenamento de alta energia e de geração de RF em aplicações aeroespaciais**. 2012. 151 p. (sid.inpe.br/mtc-m19/2012/02.15.16.56-TDI). Dissertação (Mestrado em Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2012. Disponível em: <<http://urlib.net/8JMKD3MGP7W/3BCCSFP>>. Acesso em: 11 fev. 2015.
- [16] IBRAIM, R. C. **Caracterização de propriedades físicas de um material cerâmico ferroelétrico do tipo PZT**. 1991. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas, 1991.
- [17] LAZIM, N. F. M.; AWANG Z.; MAJID, Z. A.; YUSOF, A.; DOLLAH A. Improved characterization and modeling of PZT thin film capacitors. In ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON APPLIED ELECTROMAGNETICS PROCEEDINGS, 2007, Melaka. **Proceedings...** IEEE, 2007.
- [18] LEITE, R. C. **Coercividade e anisotropia magnética e magneto-ópticas em nanocolóides magnéticos**. 2011. Dissertação (Mestrado em física) - Universidade de Brasília, Brasília, 2011.

- [19] Linear ferrite materials and components. 7. ed. New York, 1984. Catálogo Ampere/Ferroxcube
- [20] LINHARES, D. M. S.; LANDGRAF, F. J. G.; JANASI, S. R.; GAMA, A. M.; TEIXEIRA, J. C. Medidas de perdas magnéticas em ferritas de manganês zinco. In: Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciências Materiais, 16., 2004, Porto Alegre. **Anais...** Porto Alegre, 2004.
- [21] Basics of Noise Countermeasures [Lesson 4] Chip ferrite bead. Disponível: <<http://www.murata.com/englobal/products/emiconfun/emc/2011/06/14/en-20110614-p1>>. Data de acesso: 20/10/2014.
- [22] FRENCH, D. M.; HOFF, B. W.; HEIDGER, S.; SHIFFLER, D. Dielectric nonlinear transmission line. In: IEEE PULSED POWER CONFERENCE, 18., 2011, Chicago, Illinois. **Proceedings...** Chicago: IEEE, 2011. p. 341-345.
- [23] SEDDON, N.; SPIKINGS, C. R.; DOLAN, J. E. Rf pulse formation in nonlinear transmission lines. In: IEEE INT. PULSED POWER CONF, 16., 2007, Albuquerque. **Proceedings...** Albuquerque: IEEE, 2007. p. 678-681 2007.
- [24] SMITH, P. W. Pulsed , high power, RF generation from nonlinear dielectric ladder networks – performance limits. In: PULSED POWER CONFERENCE, 18., June 2011, Chicago, Illinois, USA. **Proceedings...** Chicago: IEEE, 2011
- [25] CHEN, L. F.; ONG, C. K.; NEO, C. P.; VARADAN, V. V.; VARADAN, V. K. **Microwave electronics: measurement and materials characterization**. 1. ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2004.
- [26] TERESHCHENKO , O. V.; BUESINK, F. J. K.; LEFERINK, F. B. J. The review of techniques used for measurements of permittivity and permeability of materials for quasi-static electromagnetic field. In: GENERAL ASSEMBLY AND SCIENTIFIC SYMPOSIUM, 30., 2011, 13-20 agosto 2011, Istanbul, Turkey. **Proceedings...** Istanbul: IEEE, 2011. .
- [27] ROSSI, J. O.; SIVA NETO, L. P.; SIVA JR., A. R. Characterization of dielectric properties of commercial ceramic capacitors for pulsed power applications. In: IEEE BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2011, Natal, Brazil. **Proceedings...** Natal: IEEE, 2011. p. 347-351.
- [28] SIVA NETO L. P.; ROSSI, J. O.; BARROSO, J. J.; SILVA JR, A. R.; CASTRO, P. J; DIAS, P. A. G. Characterization of ceramic dielectrics for sub-GHz applications in nonlinear transmission lines. In: INTERNATIONAL

MICROWAVE AND OPTOELECTRONIC CONFERENCE (IMOC 2013),  
2013, Rio de Janeiro. **Proceedings...** Rio de Janeiro: IEEE, 2013.

- [29] Data Sheet. Disponível em:  
<<http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/tn1495.pdf>>. Ferroxcube. Acesso: 02/12/2014.
- [30] FAIR-RITE PRODUCTS CORP. **Fair-rite product's catalog**. Part Data Sheet 2505033007Y3, 09-11-2010.
- [31] MURATA MANUFACTURING CO. LTD., **Data sheet chip EMIFIL inductor type chip ferrite beads**. Smyrna, GA, 2009. BLM18K Series (0603 Size), 08-01-2009.

## ANEXO - TRABALHOS EM EVENTOS CIENTÍFICOS



### **16º Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa – SIGE**

**Autores:** P. A. G. Dias, L. P. Silva Neto, J. O. Rossi e J. J. Barroso

**Título:** Caracterização de Propriedades Magnéticas de Ferritas em Alta Frequência

**Local:** ITA – São José dos Campos-SP

**Ano:** 2014



### **16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica**

**Autores:** P. A. G. Dias, L. P. Silva Neto, J. O. Rossi e J. J. Barroso

**Título:** Caracterização de Propriedades Eletromagnéticas de Substratos Magnéticos em Alta Frequência

**Local:** Hotel Pestana – Curitiba-PR

**Ano:** 2014



### **5º Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais**

**Autores:** P. A. G. Dias, L. P. Silva Neto, J. O. Rossi e J. J. Barroso

**Título:** Caracterização de Propriedades Magnéticas de Ferritas em Alta Frequência

**Local:** INPE – São José dos Campos-SP

**Ano:** 2014



**9º International Latin-American Conference on Power Technology – PTECH**

**Autores:** Silva Neto, L.P., Rossi, J.O., Dias, P.A.G. and Barroso, J. J.

**Título:** Frequency Characterization of Ferrite Beads in The Microwave Range for Nonlinear Applications

**Local:** Campos do Jordão-SP

**Ano:** 2013

# IMOC 2013

**International Microwave and Optoelectronics Conference**

**Autores:** L.P. Silva Neto, J.O. Rossi, J.J. Barroso, A.R. Silva Jr., P.J. Castro, P.A.G. Dias

**Título:** Characterization of Ceramic Dielectrics for Sub-GHz Applications in Nonlinear Transmission Lines

**Local:** Rio de Janeiro-RJ

**Ano:** 2013



**4º Workshop em Engenharia e Tecnologia Espaciais**

**Autores:** Silva Neto, L. P.; Dias, P. A. G.; Rossi, J. O.; Barroso, J. J.

**Título:** Characterization of Radial and SMD Ceramic Capacitors in Microwave Frequency Range for NLTL Applications

**Local:** INPE – São José dos Campos-SP

**Ano:** 2013



## APÊNDICE - PARÂMETRO $S_{11}$ PARA UM CAPACITOR IDEAL

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_C = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$\frac{Z_C}{Z_0} = z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$z_c + 1 = \frac{2}{1 - S_{11}}$$

$$z_c - 1 = \frac{2S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$S_{11} = \frac{z_c - 1}{z_c + 1} = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} = \frac{\frac{1}{j\omega C} - Z_0}{\frac{1}{j\omega C} + Z_0}$$

$$C' = CZ_0$$

$$S_{11} = \frac{1 - j\omega CZ_0}{1 + j\omega CZ_0} = \frac{1 - j\omega C'}{1 + j\omega C'}$$

$$S_{11} = \frac{(1 - j\omega C')(1 - j\omega C')}{(1 + j\omega C')(1 - j\omega C')} = \frac{1 - j\omega^2 C'^2 - 2j\omega C'}{1 + \omega^2 C'^2}$$

$$\text{Re}\{S_{11}\} = \frac{1 - \omega^2 C'^2}{1 + \omega^2 C'^2}$$

$$\text{Im}\{S_{11}\} = -\frac{2\omega C'}{1 + \omega^2 C'^2}$$