

# CARACTERIZAÇÃO DE CERÂMICAS DIELÉTRICAS EM MÉDIAS FREQUÊNCIAS PARA GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES AEROESPACIAIS

Silva Neto, Lauro Paulo<sup>1</sup> e Rossi, José Osvaldo<sup>2</sup>

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais,  
Laboratório Associado de Plasma,  
Curso de Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais (CSE), São José dos Campos, SP, 12227-010  
<sup>1</sup>[silvaneto007@yahoo.com.br](mailto:silvaneto007@yahoo.com.br) e <sup>2</sup>[Rossi@plasma.inpe.br](mailto:Rossi@plasma.inpe.br)

**Resumo:** Linhas de transmissões não lineares (LTNLS) de alta potência têm sido usadas para a geração de ondas de sólitons de alta frequência RF com aplicações em sistemas aeroespaciais e plataformas móveis de defesa, os quais são constituídos de componentes passivos tais como indutores e capacitores de comportamento não linear, para a geração do sinal de RF. O estudo consiste em caracterizar o capacitor cerâmico comercial à base de BST (Bário, estrôncio e titânio) e o PZT (chumbo, zircônia e titânio) como meio dielétrico alternativo em LTNLS. O BST já possui resultados na geração de sinais de RF empregando-se de LTNLS, os quais atingiram frequência da ordem de 100-200 MHz (Smith, 2011), porém visa se atingir frequências da ordem de GHz para aplicações aeroespaciais. O PZT pode ser uma boa alternativa como meio dielétrico em LTNLS para se alcançar frequências da ordem de GHz devido ao seu baixo fator de perdas. Para caracterizar os materiais estes foram submetidos à variação de médias frequências (100kHz a 30MHz), verificando seu comportamento em função da constante dielétrica, o qual é um dos parâmetros que determina a capacitância. Os resultados obtidos verificaram que os materiais (BST e PZT) apresentaram um comportamento não linear, ou seja, diminuíram a constante dielétrica com o aumento da frequência, associado a um baixo fator de perdas.

**Palavra Chave:** Capacitor, PZT, LTNLS, constante dielétrica e tangente de perdas.

## 1. Introdução

Cerâmicas dielétricas (titanatos de bário ou estrôncio) têm sido usadas como meios dielétricos em dispositivos armazenadores de energia, tais como em capacitores de alta tensão, devido à elevada constante dielétrica e alta rigidez dielétrica apresentada por estes materiais. O projeto trata do estudo de cerâmicas dielétricas ou de capacitores comerciais cerâmicos para uso em capacitores de alta tensão em sistemas de armazenamento de alta energia para aplicações espaciais. Devido às características não-lineares das cerâmicas, elas podem ser usadas também na construção de linhas de transmissão não-lineares (LTNLS) para a geração de ondas de sólitons de alta frequência (RF). Com a geração das ondas de sólitons vislumbra-se futuramente a construção de geradores compactos de RF de alta potência à base de componentes cerâmicos para uso em lasers ou radares em aplicações nas plataformas móveis de sistemas de defesa, e também nos veículos espaciais (satélites) para comunicação, onde tubos de propagação de ondas são utilizados para amplificação do RF, (Smith, 2002).

Em condições CC (corrente contínua) a resistência de um capacitor ideal é infinita, porém no caso real existe uma resistência finita definida como  $R_L$ , a qual pode ser calculada pela sua geometria e pela resistividade do dielétrico ( $\rho$ ), conforme:

$$R_L = \rho \frac{h}{A}, \quad (1)$$

onde  $h$  é a espessura do dielétrico e  $A$  a área do dielétrico. A resistência  $R_L$  define as perdas por efeito joule que se manifestam na forma de calor.

A representação do modelo do capacitor em baixa frequência, geralmente encontrada na literatura é com uma resistência em paralelo (RP), ou em série (RS) conforme apresentado na Figura 1.

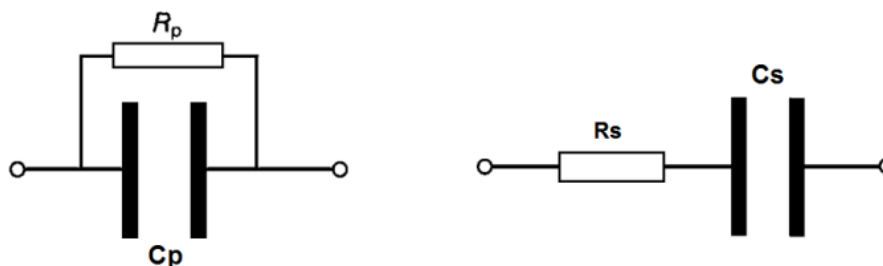
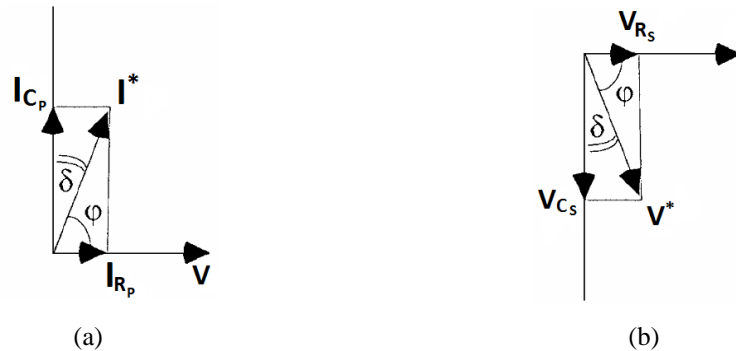


Figura 1. Modelos de capacitor para baixa frequência com resistência em paralelo e série.

Quando o capacitor é submetido a uma tensão AC, as seguintes análises de circuitos nos modelos são levadas. Para o caso que se tem a resistência em paralelo com o capacitor, produz-se uma corrente capacitiva  $I_c$  com ângulo de  $90^\circ$  adiantado em relação à tensão aplicada  $V$ , conforme ilustrado pelo diagrama fasorial na Figura 2 (a). No modelo em que se tem a resistência em série com o capacitor, produz-se uma tensão capacitiva  $V_c$  com ângulo de  $90^\circ$  atrasada em relação à corrente  $I$ , conforme ilustrado pelo diagrama fasorial na Figura 2 (b) em Bassi *et al.* (2009).



**Figura 2. Diagrama fasorial; (a) da corrente no capacitor com a resistência em paralelo, (b) da tensão no capacitor com a resistência em série.**

Onde  $\delta$  do diagrama fasorial é o ângulo de perdas e sua tangente ( $\tan\delta$ ) definida como o fator de dissipação elétrica ( $D$ ). O fator de dissipação para o modelo do capacitor em paralelo é definida na Equação 2, e para o modelo em série pela Equação 3.

$$D = \tan\delta = \frac{1}{\omega C_P R_P}, \tag{2}$$

$$D = \tan\delta = R_S \omega C_S, \tag{3}$$

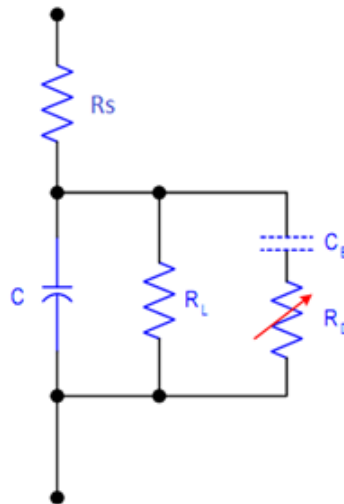
e as resistências paralela e série dos modelos podem ser obtidas respectivamente através de:

$$R_P = \frac{1}{\omega C_P \tan\delta}, \tag{4}$$

$$R_S = \frac{\tan\delta}{\omega C_S}. \tag{5}$$

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

O modelo completo do capacitor em baixas frequências, incluindo as fontes de perdas devido as resistências de fuga  $R_L$ , do dielétrico  $R_D(f)$  e devido ao efeito pelicular  $R_s$  é mostrado na Figura 3 (Quadtech, 2003).



**Figura 3. Modelo completo do capacitor com as três fontes de perdas.**

As resistências do modelo completo são definidas da seguinte forma:

- A Resistência  $R_s$  é representada em série com a capacitância  $C$  no modelo completo do capacitor (ver Figura 3). Ela é de valor muito baixo, alguns miliohms em baixas ou médias frequências, sendo desprezada nestas faixas de frequências.  $R_s$  torna-se significativa apenas em altas frequências devido ao seu aumento provocado pelo efeito pelicular (skin effect). Ela contribui com um fator  $D_1$  na tangente de perdas total  $D$ , onde  $D_1$  é dado por  $\omega CR_s$ .
- A Resistência de fuga  $R_L$  é representada em paralelo com  $C$  no modelo da Figura 3. O seu valor em condições AC é praticamente igual à resistência DC obtida através da Equação 1, sendo geralmente alto da ordem de  $G\Omega$ . A sua contribuição na tangente de perdas total ( $D$ ) é dada por  $D_2 = 1/\omega CR_L$ . Este tipo de perda geralmente é desprezado em altas frequências.
- As perdas no dielétrico em frequência são causadas pelo atrito durante a mudança de orientação dos dipolos com a estrutura molecular do material, quando submetidos a um campo AC. Esta terceira contribuição de perdas  $D_3$  aparece apenas em frequência, sendo representada por uma resistência em paralelo  $R_D$  associada a uma alta capacitância  $C_B$ , conforme mostrado na Figura 3. Portanto  $D_3$  representa as perdas no dielétrico, sendo dado por  $1/\omega CR_D$ . Porém, não se pode afirmar que  $D_3$  é inversamente proporcional a  $\omega$  devido ao fato de que  $R_D$  varia com a frequência, isto é  $R_D(f)$  (Quadtech, 2003).

Com isto, tem-se a perda total no capacitor em baixa frequência,  $D = D_1 + D_2 + D_3$ , dada por:

$$D = \omega CR_s + \frac{1}{\omega CR_L} + \frac{1}{\omega CR_D}. \quad (6)$$

Os equipamentos eletrônicos geralmente fornecem a resistência equivalente em série ( $R_{ES}$ ) dos capacitores, que na verdade é composta pelas três resistências do modelo completo do capacitor conforme já reportado anteriormente e definida por:

$$R_{ES} = \frac{D}{\omega C} = \frac{D_1 + D_2 + D_3}{\omega C} = R_s + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_L} + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_D}, \quad (7)$$

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

O capacitor quando submetido a condições de alta frequência tem a inclusão do efeito indutivo  $L$  conforme modelo mostrado pela Figura 4, efeito que interfere diretamente na impedância devido às indutâncias parasitas dos terminais do capacitor (Schmidt, 2002). A impedância do capacitor em alta frequência é definida por:

$$Z = R_{ES} + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \quad (8)$$

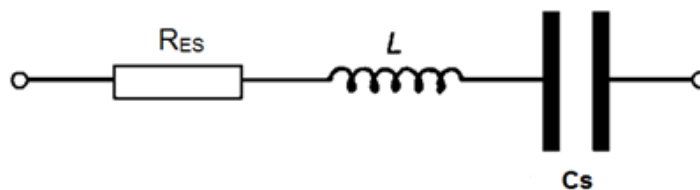


Figura 4. Modelo do capacitor para alta frequência.

## 2. Materiais e Métodos

Para caracterização dos dielétricos, utilizou-se de capacitores cerâmicos com e sem a identificação dos fabricantes. Para os capacitores que possuem a identificação do fabricante, neste caso a Murata, é fornecido um catálogo com as especificações físicas e elétricas além de alguns resultados de testes (*datasheet*). O que não é possível nos componentes sem a identificação do fabricante. As características de capacitância e tensão mínima de ruptura DC (que o fabricante garante para um tempo de vida média grande do material) estão indicadas na Tabela 1, bem como da identificação do capacitor sem *datasheet* com asterisco sobrescrito. Os capacitores do fabricante Murata e suas especificações foram obtidos do distribuidor Farnell. As cerâmicas PZTs foram compradas da ATPC do Brasil, na forma de pequenas amostras despolarizadas (remoção do efeito piezoelétrico) para evitar perdas ou danos aos dielétricos e são identificadas pela letra D. As amostras de PZTs possuem geometria cilíndrica (30 x 2 mm e 25 x 2 mm), conforme mostra a Tabela 2. Neste caso, não é fornecido à tensão mínima de ruptura DC do PZT.

**Tabela 1. Especificações elétricas e dimensões do dielétrico dos capacitores cerâmicos comerciais.**

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

**Tabela 2. Características elétricas e dimensões dos PZTs.**

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

Para a medida da capacitância em função da frequência foi utilizada uma ponte RLC da marca Agilent modelo 4285A, com faixa de varredura de 100 kHz até 30 MHz. Através deste equipamento foram obtidas as características elétricas dos dielétricos tais como:  $R_p$ ,  $R_s$ , impedância  $Z$ , ângulo de fase e fator de dissipação ( $\tan\delta$ ) Burks *et al.* (1989). Para todas as medidas, utilizou-se um módulo adicional de acoplamento (Test Fixture - modelo 16047A). Para o capacitor cerâmico comercial, os terminais do componente foram inseridos diretamente no Test Fixture, conforme a foto da Figura 5(a). No caso das amostras PZTs, um porta-amostra foi utilizado para conectar o PZT ao Test Fixture, como mostrado na Figura 5 (b).

**Figura 5. Caracterização em frequência usando a ponte RLC (a) capacitor cerâmico comercial (b) PZT.**

A respectiva constante dielétrica relativa  $k$  do dielétrico do capacitor ou da amostra sob testes é obtida através de:

$$k = \frac{Cd}{\epsilon_0 A}, \quad (9)$$

onde  $C$  é a capacitância da amostra ou do capacitor sob testes,  $d$  a distância entre os eletrodos condutores,  $A$  área da placa condutora e  $\epsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo, definida como  $8,85 \times 10^{-12}$  [F/m].

### 3. Resultados e Discussões

Medidas em corrente alternada (AC) é relevante para capacitores, onde os parâmetros de perdas no dielétrico, frequência de ressonância, variação da capacitância e da impedância, definem o tipo de capacitor a ser utilizado (cerâmico, eletrolítico, óleo, entre outros). Como para diferentes dielétricos têm-se diferentes respostas em frequências, conhecer o comportamento dos capacitores em regime AC possibilita um melhor desempenho do projeto e reduz a probabilidade de falha. Para aplicações em médias e altas frequências, utilizam-se capacitores cerâmicos devido à impedância ter uma queda quase linear e ao baixo fator de perdas.

Como mencionado na metodologia, à faixa de frequência de operação da ponte RLC usada para a caracterização é de 100 kHz a 30 MHz. Nesta faixa de frequência de 100 kHz a 30 MHz, pode-se desprezar o efeito de  $R_L$  e  $R_S$ . Para  $R_L$ , a frequência mínima de operação 100 KHz associada ao alto valor de  $R_L$  em condição DC, produz um baixo fator de perdas  $D_2$ , o qual é desprezível. Já para o caso de  $R_S$ , a frequência máxima de operação 30 MHz, não produz um efeito pelicular considerável, portanto desprezando a parcela  $D_1$ , ficando então  $R_{ES} \approx 1/\omega^2 C^2 R_D$  conforme Equação 7. O gráfico da magnitude da impedância ( $Z$ ) (linha azul) e da resistência equivalente série ( $R_{ES}$ ) (linha preta) em função da frequência para o capacitor de 1 nF (capacitor 4 da Tabela 1), bem como o correspondente capacitância e constante dielétrica relativa estão mostrados respectivamente nas Figuras 6 (a) e (b). Nota-se na Figura 6 (a) uma redução de  $R_{ES}$  e  $Z$  com a frequência, onde a queda de  $R_{ES}$  está relacionada ao aumento de perdas no dielétrico, pois a resistividade do dielétrico tende a diminuir com o aumento de  $f$  ( $R_D(f)$ ) devido ao atrito gerado no movimento dos dipolos quando sujeitos ao campo alternado AC (Rebeque, 2011). Já a queda de  $Z$ , deve-se ao aumento de  $X_L$  e a redução de  $X_C$  com  $\omega$ , conforme Equação 8. De acordo com o resultado observado, a diminuição da capacitância e de  $\epsilon_r$  com a frequência é um comportamento esperado para muitos materiais devido à frequência de relaxação dielétrica do dielétrico que envolve a orientação da polarização e a estrutura cristalina da cerâmica. Embora no caso ideal, a densidade de carga  $D$  seja proporcional à polarização  $P$ , com o aumento da frequência o tempo para os dipolos se orientarem na direção do campo aplicado decresce, diminuindo desta forma conforme  $\epsilon_r$ , quando se aproxima ou excede a frequência de relaxação do dielétrico em Nanda et al. (2010). Isto está de acordo com a Figura 6 (b), porém até certo ponto, onde ocorre outro processo não-linear. Neste caso, há um considerável aumento de  $C$  visto que para frequências muito altas, o tempo de carga é muito pequeno para acompanhar a taxa de variação da tensão aplicada, o que implica numa densidade de corrente de carga muito elevada ( $D$ ), compensando o decréscimo de  $P$  e aumentando o valor da capacitância. O comportamento do capacitor de 470 pF ( capacitor 5 da Tabela 1) é bem semelhante ao capacitor de 1 nF. Isto se deve aos capacitores pertencerem a mesma classe de especificação do fabricante Murata.

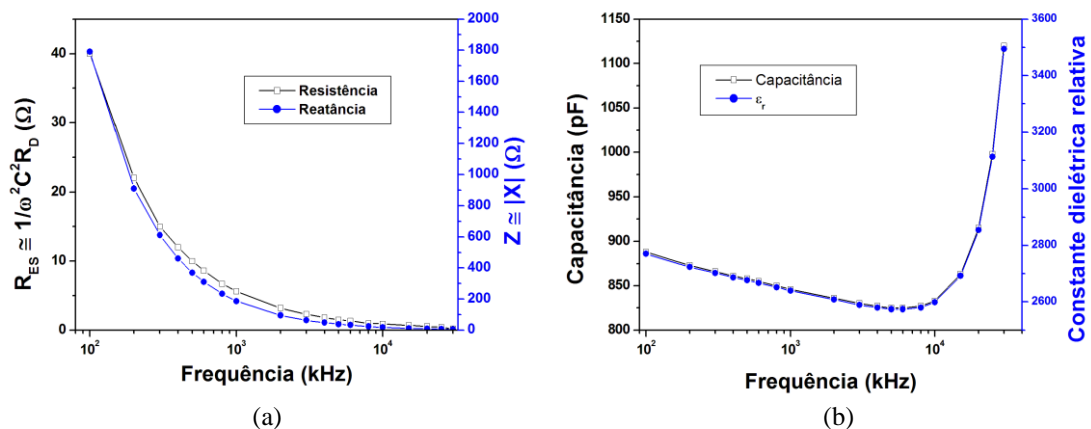


Figura 6. (a) Resposta em frequência de  $Z$  e  $R_{ES}$  bem como (b)  $C$  e  $k$  para o capacitor cerâmico de 1 nF.

Para o capacitor da classe SL da Murata de 100 pF há uma melhor resposta em frequência até 10 MHz em termos da capacitância conforme mostrado na Figura 7 (b). Com relação à  $Z$  e  $R_{ES}$  a resposta em frequência (dada na Figura 7(a)) se revela semelhante ao caso anterior.

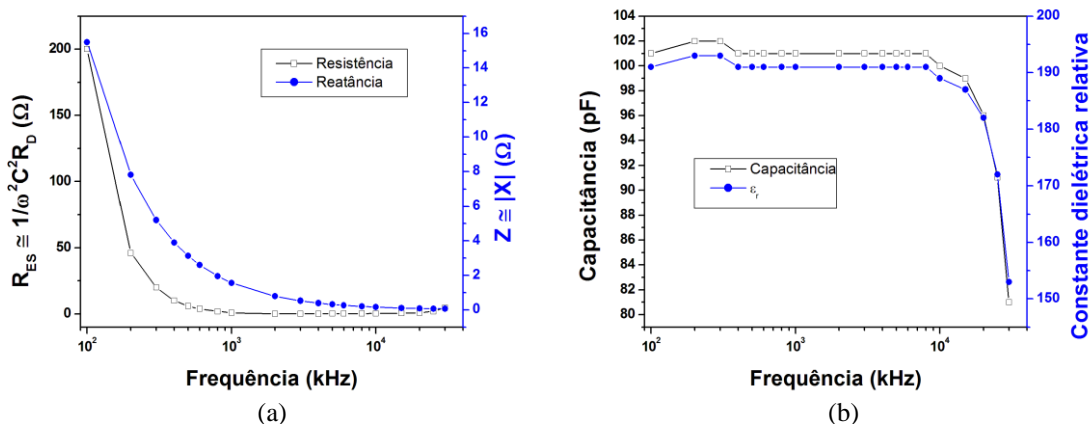


Figura 7. (a) Resposta em frequência de Z e  $R_{ES}$  bem como (b) C e k para o capacitor cerâmico de 100 pF.

A cerâmica PZT-D (tipo 4) possui um prospecto favorável para uso como dielétrico em capacitores de alta frequência devido a sua baixa variação da capacitância associada a um baixo fator de perdas. A curva de Z e  $R_{ES}$  em função da frequência para o PZT-D tipo 4 segue o mesmo padrão apresentado pelos capacitores cerâmicos comerciais, conforme mostrado na Figura 8 (a). Devido à capacitância para o PZT ser relativamente grande (conforme Tabela 2) a frequência de ressonância fica próximo de 4MHz, produzindo o aumento abrupto da capacitância nesta faixa de frequência, conforme apresentado pela Figura 8 (b).

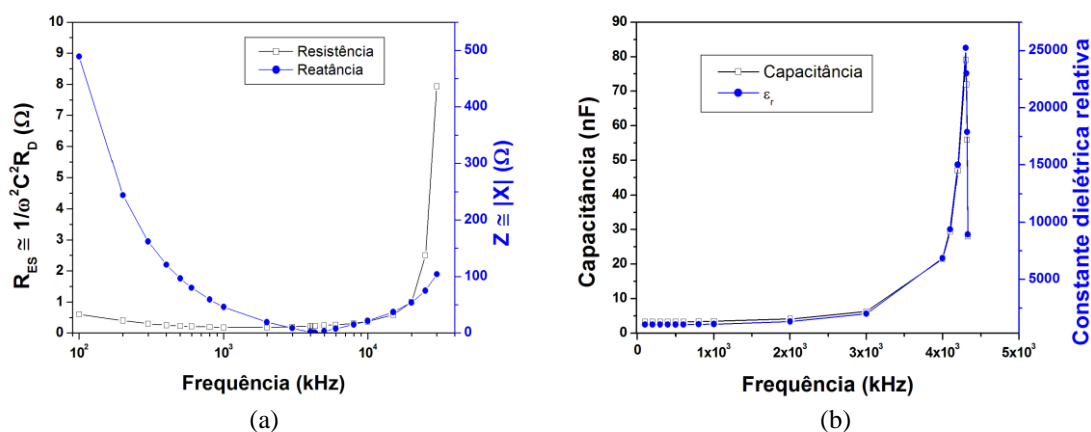
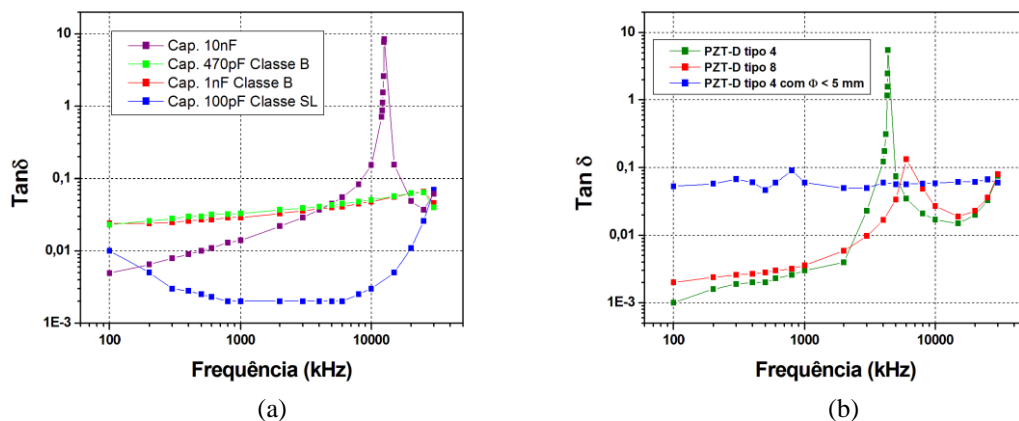


Figura 8. (a) Resposta em frequência de Z e  $R_{ES}$  bem como (b) C e k para o PZT-D tipo 4.

A principal medida em frequência que é o fator de perdas ( $\tan\delta$ ) é apresentada para todos os capacitores na Figura 9 (a) e para os PZTs na Figura 9 (b). Com estas medidas é possível classificar as cerâmicas dielétricas em aplicações para geração de RF. Considerando os dielétricos de capacitores cerâmicos comerciais testados, a base do composto BST, apresentou baixo fator de dissipação (em torno de 0,01 em 100 kHz, chegando a atingir 0,05 próximo de 10 MHz), conforme Figura 9 (a). Acima de 10 MHz, tem-se o efeito da frequência de ressonância devido a indutância dos terminais do capacitor, que ressoa com a capacitância do dielétrico, elevando consideravelmente o fator de perdas do material ( $\tan\delta$ ) acima de 1. De fato, a frequência de ressonância do dispositivo é o fator que limita sua frequência de operação, cujo valor depende da capacitância nominal C e da indutância parasita L dos terminais de contato do dispositivo, levando a uma baixa frequência de ressonância ( $\omega=1/\sqrt{LC}$ ), em especial se C é de alto valor. Entretanto, o dielétrico cerâmico do capacitor da Murata, classe SL, de 100 pF/3 kV obteve o melhor desempenho, onde o fator de perdas ( $\tan\delta$ ) decai de 0,01 em 100 kHz para uma valor extremamente baixo ( $\approx 0,001$ ) e se estabiliza em torno deste valor até próximo de 10 MHz (ver Figura 9(a)), por possuir agentes dopantes como cálcio e magnésio para melhorar as propriedades elétricas do dielétrico. Além disto, por causa de sua baixa capacitância, atinge uma frequência de ressonância acima 30 MHz.

Por outro lado, ambos os PZTs (tipo 8 e 4) mostraram ser eficientes somente até alguns MHz conforme gráfico da Figura 9 (b), isto é devido à grande influencia dos efeitos indutivos dos terminais do porta amostra, tendo  $f_0$  próximo de 3 MHz, com estabilidade da capacitância associada a um pequeno fator de perdas, abaixo de 0,01 para ambos os PZTs até 3 MHz. Acima de 3 MHz, perto da frequência de ressonância para o PZT tipo 4 ao redor 4 ou 5 MHz, as perdas tendem a atingir valores bem mais altos (fator de 10 comparado com 0,14 do PZT-8). Além disto, apesar das perdas saírem de um patamar bem baixo em torno de 0,001 para baixas frequências no caso do PZT-4, este fator aumenta quase que linearmente com a frequência até 2 MHz. Por outro lado, para o

PZT-8 até 2 MHz,  $\tan \delta$  tem pouca variação. Este é um indicativo de que o material PZT-8 é mais eficiente em termos de perdas com campos intensos, o que está de acordo com a literatura em Berlincourt and Krueger (2012).



**Figura 9 – Tangente de perdas em condições AC para; (a) capacitores cerâmicos comerciais e (b) cerâmicas PZTs.**

#### 4. Conclusão

De acordo com os resultados obtidos, tanto para os capacitores cerâmicos comerciais como para os PZTs a diminuição da capacitância e de  $\epsilon_r$  com a frequência é um comportamento esperado devido à frequência de relaxação dielétrica do dielétrico que envolve a orientação da polarização e a estrutura cristalina da cerâmica. Na construção de LTNLs para geração de RF é desejável um elevado fator de não linearidade associado a um baixo fator de perdas para se gerar frequências mais altas da ordem de GHz. De acordo com Silva Neto (2012) os capacitores cerâmicos comerciais à base de BST teve um fator de não linearidade da ordem de 50 % e os PZTs da ordem de 20 % em função da tensão DC. No que diz respeito aos resultados deste trabalho às perdas no dielétrico do capacitor cerâmico de 100 pF da classe SL apresentou o menor fator de perdas em torno de 0,001 até 10 MHz, porém seu fator de não linearidade igual à zero de acordo com Silva Neto (2012), sendo descartado para uso em LTNLs. Já o PZT apesar de possuir um baixo fator de não - linearidade da ordem de 20 %, apresentou um baixo fator de perdas em torno de 0,001 até 2 MHz, o que o torna um boa alternativa para geração de RF de mais alta frequência em LTNLs. Em estudos recentes já realizados com BST, a operação da LTNL ficou limitada à faixa de frequências de 100 -200 MHz devido às perdas no dielétrico, de acordo com Smith (2011). Ainda segundo Smith, o uso de dielétricos não - lineares de mais baixa constante dielétrica do que BSTs poderia em princípio limitar as perdas, o que seria extremamente útil para se atingir frequências em torno de 1 GHz. Desta forma, o PZT apresenta aspectos promissores para construção de LTNLs para geração de sinal de RF em plataformas móveis de defesa e em sistemas de comunicação em satélites, apesar de seu mais baixo fator de não - linearidade.

#### 5. Agradecimentos

Trabalho apoiado com recursos fornecidos pela agência americana SOARD (US Air Force) através da Fundação FUNCATE, São José dos Campos, SP e pela Capes via financiamento da bolsa de estudos de Doutorado.

#### 6. Referências

Bassi, W.; Silva, H.A.P.; Burani, G.F.; Grimoni, J.A.B. Medição de condutividade e do fator de dissipação dielétrica (Tan Delta) em óleos isolantes utilizando método portátil de onda quadrada- comparações com método convencional. IN: ERIAC- ENCONTRO REGIONAL IBEROAMERICANO DE CIGRÉ, 13., 2009. Puerto Iguazú, Argentina. Anales... Porto Iguazú: CIGRÉ:2009.

Berlincourt, D.; Krueger, H.H.A. Technical publication TP-226 properties of piezoelectricity ceramics. Morgan electro ceramics, p. 12. Disponível em: <www.morgan-electroceramics.com> acessado em: 16 Fev. 2012

Burks, D.; Hofmaier, R.; Knudtsen, S.; Shirn, G. A ceramic capacitor for AC applications. In: ELECTRONIC COMPONENTS CONFERENCE, May 1989, Houston, TX, USA. Proceedings... TX, USA: IEEE, p. 194-201, 1989.

Nanda, M.; Chaudhary, R. N. P.; Tripathy, D. K. Dielectric Relaxation of conductive carbon black reinforced chlorosulfonated polyethylene vulcanizates. *Polymer Composites*, v. 10, n. 1002, p. 152-162, 2010.

Quadtech. Equivalent series resistance (ESR) of capacitor. Application note. USA, QuadTech Incorporated, July 2003, p. 4, disponível em: <[www.quadtech.com](http://www.quadtech.com)>. Acesso em: 20 mar. 2012.

Rebeque, P. V. S. Síntese e caracterização elétrica de compósitos poliméricos condutores com o poliuretano derivado de óleo de mamona como matriz. p.90. Dissertação (Mestrado departamento de Física e Química) - Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.

Schmidt, W. *Materiais elétricos: isolantes e magnéticos*, 2. ed. v. 2, Brasil: Edgard Blucher LTDA, p.30-37, 2002.

Silva Neto, L. P. Caracterização de Dielétricos para Sistemas de Armazenamento de Alta Energia e de Geração de RF em Aplicações Aeroespaciais. Dissertação (Mestrado Engenharia e Tecnologia Espaciais) – INPE, SJC, pp. 151, 2012.

Smith, P. W. Pulsed , high power, RF generation from nonlinear dielectric ladder networks – performance limits. In: Pulsed power conference, June 2011, Chicago, Illinois, USA. Proceedings... USA: IEEE, pp. 167-172, 2011.

Smith, P. W. *Transient Electronics – Pulsed Circuit Technology*, West Sussex, England: John Wiley & Sons, pp. 245-249, 2002.