

# Caracterização de Propriedades Magnéticas de Ferritas em Alta Frequência

P. A. G. Dias, L. P. Silva Neto, J. O. Rossi

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE - São José dos Campos, SP, Brasil

**Resumo** — A principal ideia neste trabalho consiste em medir a permeabilidade complexa de materiais magnéticos do tipo ferrita, os quais têm sido usados extensamente como meios magnéticos em dispositivos como: linhas de transmissão não lineares, indutores, cavidades ressonantes, etc. A caracterização de propriedades magnéticas em função da permeabilidade magnética em ferritas é essencial para o projeto de componentes a serem usados em aplicações de alta frequência em sistemas espaciais. Desta maneira, para avaliar a qualidade do material magnético, o fator de perdas (ou tangente de perdas) pode ser calculado pela relação entre as partes imaginária e real da permeabilidade complexa, o que é de suma importância para selecionar o tipo de ferrita com menor fator de dissipação.

**Palavras-Chave** — Permeabilidade magnética, ferrita, tangente de perdas.

## I. INTRODUÇÃO

Para que um equipamento seja confiável, é necessário que seja feita uma análise minuciosa das características dos componentes utilizados, pois é o fator chave para garantir uma boa funcionalidade do sistema.

Dentre os materiais utilizados em micro-ondas, estão os compostos ferromagnéticos como o YIG (granada de ítrio e ferro) e as ferritas compostas de óxidos de ferro e outros elementos como: alumínio, cobalto, manganês e níquel [1]. Para as medições, 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]. Como as ferritas têm um comportamento não linear com a corrente e a frequência, elas têm sido muito utilizadas em linha de transmissão não linear (LTNL) para geração de micro-ondas de alta potência em aplicações espaciais e de defesa [3], [4]. Além disto, muitos dos componentes utilizados em satélites são indutores com núcleo ferromagnético e, portanto, a caracterização de propriedades magnéticas é essencial para os componentes a serem usados em aplicações de alta frequência em TT&C (telemetria, rastreamento e comando) e sistemas de comunicação e transmissão de imagens. Medidas de permeabilidade são importantes devido às perdas no meio magnético que limitam a frequência de operação dos componentes. Em suma, a permeabilidade está relacionada à facilidade com que o substrato magnético permite a propagação do campo. Neste

processo, obviamente existem perdas associadas que tendem a aumentar com a frequência, sendo representadas pela parte imaginária da permeabilidade complexa, enquanto a parte real está relacionada com a indutância. Portanto, a principal motivação deste trabalho consiste em caracterizar materiais magnéticos (do tipo ferrita), os quais têm sido usados extensamente em linhas de transmissão não lineares (LTNLs) e em componentes eletrônicos em sistemas espaciais.

## II. PERMEABILIDADE MAGNÉTICA

A permeabilidade magnética absoluta descreve a interação do material com um campo magnético e estabelece uma relação constitutiva entre a indução magnética  $B$  resultante e o campo magnetizante  $H$  aplicado, isto é,  $\mu=B/H$ .

Assumindo a variação harmônica no tempo  $e^{j\omega t}$ , a permeabilidade pode ser expressa da forma complexa como [5]:

$$\mu^* = \mu' - j\mu'' \quad (1)$$

onde,  $\mu'$  é a parte real da permeabilidade relativa que se relaciona com a indutância no indutor e  $\mu''$  é a parte imaginária que representa a perda por histerese no material magnético do indutor. Desta forma, a permeabilidade relativa complexa é dada por (2):

$$\mu_r^* = \frac{\mu^*}{\mu_0} = \mu_r' - j\mu_r'' = \left(\frac{\mu'}{\mu_0}\right) - j\left(\frac{\mu''}{\mu_0}\right) \quad (2)$$

onde,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m (permeabilidade no vácuo).

Conforme mostra a Fig. 1, neste caso a tangente de perdas que representa a ineficiência do material [5] pode ser calculada através da tangente do ângulo que a permeabilidade relativa complexa faz com a parte real:

$$\tan \delta = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} \quad (3)$$

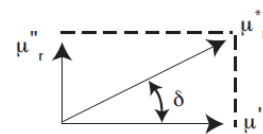


Fig. 1. Diagrama dos vetores da tangente de perdas.

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 pode variar entre dois valores distintos, mínimo e máximo.

### III. COMPONENTES FERROMAGNÉTICOS

Neste trabalho foi feita a caracterização de contas de ferrita na faixa de frequência entre 10 MHz e 1 GHz, medindo-se os coeficientes de reflexão  $S_{11}$ , a fim de calcular a tangente de perdas que é um parâmetro chave no projeto de LTNLs complexas. Em altas frequências, as contas de ferrita atuam como uma resistência de tal modo que o ruído é absorvido em alta velocidade e dissipado na forma de calor. A impedância depende do material, da frequência, da corrente e do tamanho do grânulo. Conforme 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 e isso impede a ocorrência de ressonância. Além disso, se uma corrente de polarização que atravessa a ferrita for excessivamente alta, a permeabilidade cai, diminuindo assim a impedância total. O campo magnético está totalmente confinado dentro dos grânulos, não importando se eles estão unidos ou separados uns dos outros e a escala de frequência real de funcionamento depende da composição da ferrita. As contas de ferrita geralmente envolvem um fio ou condutor interno, conforme mostrado na Fig. 2, e não necessitam de aterramento. A corrente que atravessa o fio produz um fluxo magnético na direção circular obedecendo à regra da mão direita e este fluxo magnético 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 [6] e neste caso  $k=0,5$  mm. A conta de ferrita pode ser representada por uma resistência e uma indutância que dependem da frequência de operação.

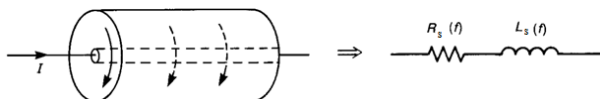


Fig. 2. Configuração da conta de ferrita e seu modelo em frequência [6].

### IV. METODOLOGIA

Circuitos que operam em baixas frequências podem ser tratados como interconexão de componentes passivos ou ativos, com tensões e correntes únicas definidas em qualquer ponto do circuito. Existe um conjunto poderoso e útil de técnicas para análise de circuitos de baixa frequência, mas em geral, estas técnicas não podem ser diretamente aplicadas aos circuitos de micro-ondas. Neste caso, as dimensões do circuito são suficientemente pequenas e as alterações de fase são significantes de um ponto no circuito para outro. Portanto, o método de medição mais adequado é através dos parâmetros S.

#### A. Técnicas e métodos

Existem algumas formas de medição da permeabilidade em materiais utilizados em alta frequência [7]:

- 1- Cabo coaxial - que faz a conexão entre a amostra e um analisador de rede;
- 2- Cavidade ressonante - estruturas com alto fator de qualidade que ressoa em uma determinada frequência;
- 3- Espaço livre - antenas diretivas que concentram a energia na amostra, é indicado para amostras grandes e em alta temperatura;
- 4- Linha de transmissão - a amostra é colocada dentro de um guia de ondas que cobre uma ampla faixa de frequência.

É preciso analisar alguns requisitos como: precisão, conveniência, forma e tamanho do material, além de outros fatores como:

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

Como a amostra a ser medida consiste em um material sólido de pequenas dimensões (ferrita), o método mais adequado neste caso é a medição através de linha de transmissão, sendo mais comum a utilização de um guia de ondas. Contudo, neste caso utilizou-se um porta amostras (*fixture*) onde foi soldada a conta de ferrita. A conexão entre o *fixture* e o analisador de rede, onde se mede o coeficiente  $S_{11}$  de reflexão, é feita por meio de um cabo coaxial. Com isto, se consegue medir parâmetros importantes como: impedância, resistência e reatância.

#### B. Medida de impedância

Como visto em (3), as perdas são quantificadas pela tangente de perdas e dessa forma a impedância total da ferrita pode ser definida como [2]:

$$Z = R_s + jX_L, \quad (4)$$

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

Para a conexão entre o VNA (Vector Network Analyzer) e o *fixture*, foi utilizado um cabo coaxial de  $50 \Omega$  e a impedância pode ser calculada através da medição do coeficiente de reflexão de entrada  $S_{11}$  como:

$$Z = 50 \left( \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right). \quad (5)$$

Igualando-se (4) a (5) tem-se:

$$R_S + jX_L = 50 \left( \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right). \quad (6)$$

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

$$R_S = 50 \frac{1 - S_{11}'^2 - S_{11}''^2}{(1 - S_{11}')^2 + S_{11}''^2}, \quad (7)$$

$$X_L = 50 \frac{2S_{11}''}{(1 - S_{11}')^2 + S_{11}''^2}, \quad (8)$$

onde,  $S_{11}'$  e  $S_{11}''$  são respectivamente a parte real e imaginária de  $S_{11}$ .

### C. Procedimento experimental

Os dispositivos utilizados em alta frequência possuem valores baixos (nH) que ficam muito próximos aos valores residuais, tornando assim o fator primário de erro nas medições. A precisão das medidas depende de quão precisa e cuidadosa a calibração é feita (*open/short/load*) e para garantir medidas confiáveis, as mesmas devem ser feitas nas mesmas condições da calibração sempre que o *set-up* for mudado. O método de medição utilizado foi um cabo coaxial com impedância de 50  $\Omega$  conectado ao VNA Agilent E8364B e ligado a um *fixture* com microtiras por meio de conectores SMA, como mostrado na Fig. 3. O VNA envia um sinal e mede o quanto foi refletido, apresentando diretamente no display para cada medição a parte real e imaginária de  $S_{11}$ . Este método é o mais adequado para as medições, tendo em vista o uso do *fixture* de fácil aquisição e a faixa de frequência envolvida (até 1 GHz). O *fixture* contém várias linhas de *micro-strip* (MS) e a calibração em curto, em aberto e com carga foi feita antes de se coletarem as medidas. Após a calibração, a ferrita sob teste foi soldada sobre a estrutura MS na faixa entre a trilha de cobre e plano terra no centro do dispositivo de fixação.



Fig. 3. *Set-up* utilizado na caracterização das contas de ferrita [3].

A caracterização na escala de micro-ondas foi feita utilizando duas ferritas comerciais, uma da Fair-Rite e outra da Murata. A Tab. I apresenta as dimensões e a impedância das amostras caracterizadas identificadas como S#1 e S#2.

TABELA I. CARACTERÍSTICAS DAS AMOSTRAS

Ferrita	Impedância ( $\Omega$ ) 100 MHz	Espessura (mm)	Comprimento (mm)	Profundidade (mm)
S#1	30	1,6	0,8	0,8
S#2	26	1,6	0,8	0,6

Para efeito de comparação, a Fig. 4 mostra no mesmo gráfico os parâmetros  $Z$  (impedância),  $R_S$  (resistência) e  $X_L$  (reatância) em função da frequência para a ferrita S#1, onde,  $Z = \sqrt{(R_S)^2 + (X_L)^2}$ . Para validar o processo de medição a Fig. 5 mostra praticamente os mesmos resultados obtidos do fabricante (Fair-Rite) [8] (2506033007Y3).

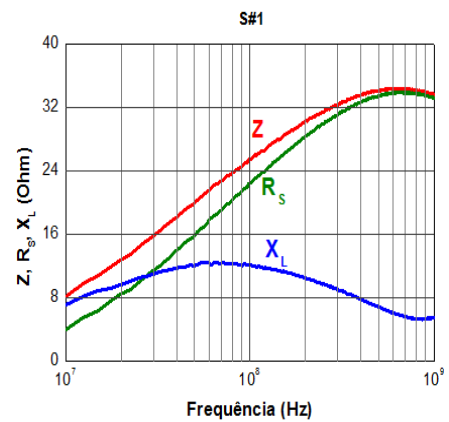


Fig. 4. Parâmetros  $Z$ ,  $R_S$  e  $X_L$  obtidos da ferrita S#1.

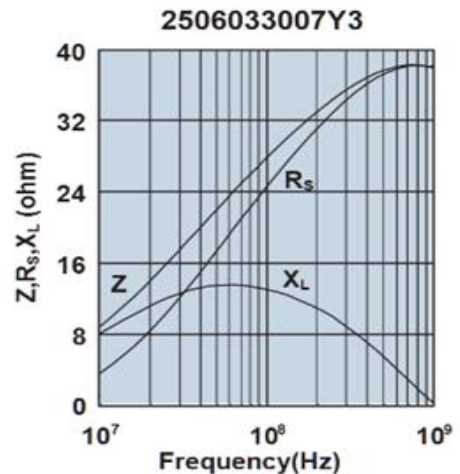


Fig. 5. Parâmetros fornecidos pelo fabricante da ferrita S#1 [8].

A mesma comparação também é feita com a amostra S#2. A Fig. 6 mostra o gráfico com os resultados obtidos com as medições e a Fig. 7 mostra o correspondente gráfico obtido do fabricante (Murata) [9] (BLM18KG260TN1).

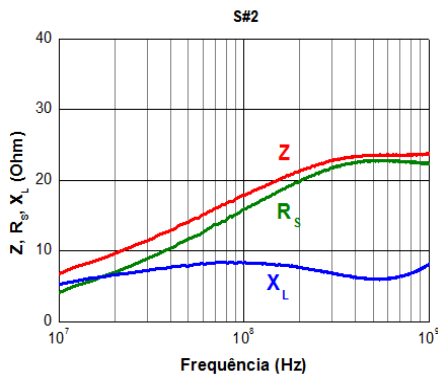


Fig. 6. Parâmetros Z, R<sub>S</sub> e X<sub>L</sub> obtidos da ferrita S#2.

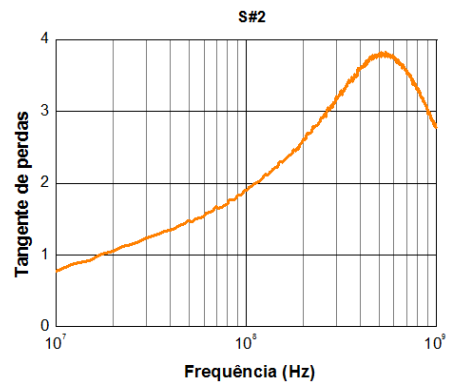


Fig. 9. Gráfico da tangente de perdas da ferrita S#2.

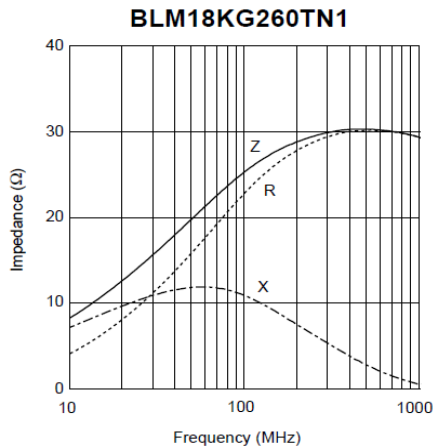


Fig. 7. Parâmetros fornecidos pelo fabricante da ferrita S#2 [9].

Neste caso, os *datasheets* dos fabricantes não fornecem as permeabilidades das ferritas, apenas os parâmetros Z, X<sub>L</sub> e R<sub>S</sub> 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<sub>S</sub> e X<sub>L</sub> dada por (9):

$$\text{tang } \delta = \frac{R_S}{X_L} \quad (9)$$

Nas Figs. 8 e 9, estão os gráficos da tangente de perdas das ferritas S#1 e S#2 obtidas a partir das medidas dos parâmetros R<sub>S</sub> e X<sub>L</sub>.

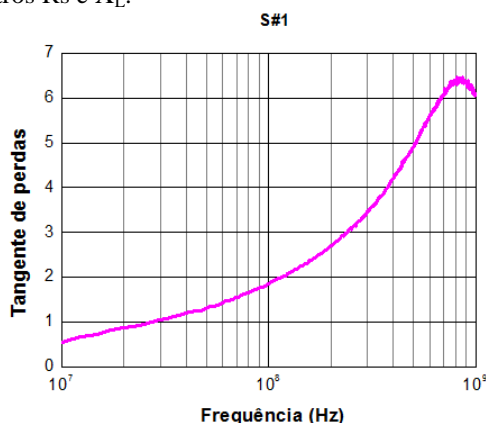


Fig. 8. Gráfico da tangente de perdas da ferrita S#1.

Através de (10):

$$\mu_r' = \frac{L_S}{L_0} = \frac{L_S}{\mu_0 k} = \frac{X_L}{2\pi f \mu_0 k} \quad (10)$$

é possível calcular a permeabilidade real a partir da reatância medida, como mostrado nas Figs. 10 e 11, para as ferritas S#1 e S#2, respectivamente, em função da frequência.

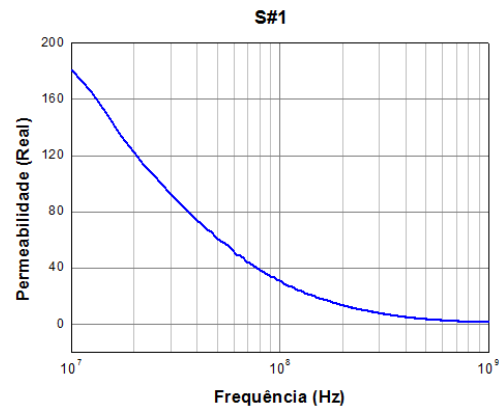


Fig. 10. Permeabilidade real da amostra S#1.

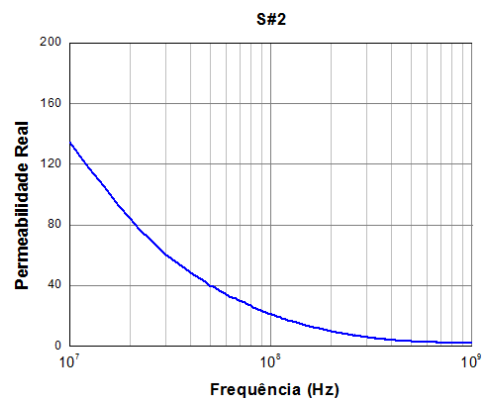


Fig. 11. Permeabilidade real da amostra S#2.

A específica concentração de cada elemento químico não é fornecida devido ao segredo de fabricação, porém a mistura dos elementos que geralmente são utilizadas na fabricação dos materiais são zinco manganês (MnZn) e zinco níquel (NiZn). Ferritas à base 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 decresceu, não apresentando um patamar característico em baixa frequência.

Considerando a permeabilidade imaginária que está relacionada às perdas no dielétrico, ela pode ser calculada por meio da tangente de perdas e da permeabilidade através de (3) como:

$$\mu_r'' = \tan \delta \cdot \mu_r' \quad (11)$$

Figs. 12 e 13 mostram a permeabilidade imaginária obtidas para as ferritas S#1 e S#2, respectivamente, em função da frequência usando (11).

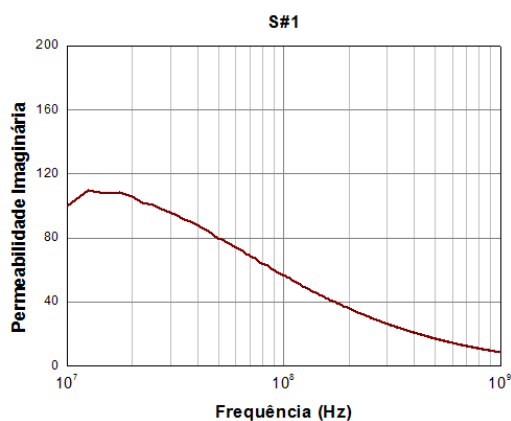


Fig. 12. Permeabilidade imaginária da amostra S#1.

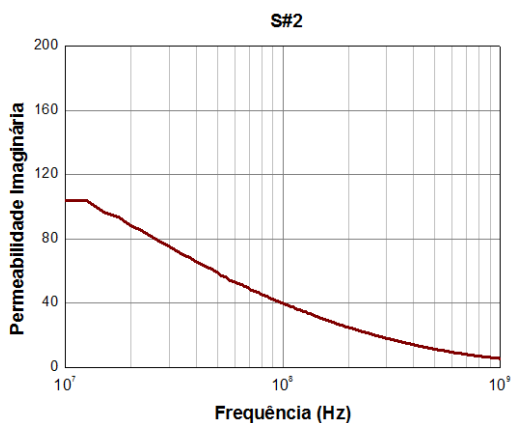


Fig. 13. Permeabilidade imaginária da amostra S#2.

## V. CONCLUSÃO

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, obtendo 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 linearmente, atinge um valor de pico e depois decresce.

## REFERÊNCIAS

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Amherst, John Wiley & Sons, Inc., 2005, p. 441.
- [2] L. P. Silva Neto, J. O. Rossi, P. A. G. Dias e J. J. Barroso, "Frequency characterization of ferrite beads in the microwave range for nonlinear applications", in *Ninth International Latin American Conference on Powder Technology*, Campos do Jordão-SP, 2013.
- [3] J. O. Rossi, L. P. Silva Neto, F. S. Yamasaki, J. J. Barroso, "State of the art of nonlinear transmission lines for applications in high power microwaves", in *Proc. of the SBMO/IEEE MTT-S Int. Microwave & Optoelectronics Conf. (IMOC)*, Rio de Janeiro-RJ, 2013.
- [4] N. Seddon, C. R. Spikings, J. E. Dolan, "RF pulse formation in nonlinear transmission lines", in *Proc. of the IEEE Int. Pulsed Power Conf. (PPC)*, Albuquerque, NM, 2007, p. 679-681.
- [5] Agilent Technologies, Inc., "Solutions for Measuring Permittivity and Permeability with LCR Meters and Impedance Analyzers". Application Note 1369-1.
- [6] L. P. Silva Neto, "Linhas de Transmissões Não Lineares e Seus Conceitos Básicos", Qualificação – Pós-graduação INPE, São José dos Campos-SP, 2013.
- [7] O. V. Tereshchenko, F. J. K. Buesink e F. B. J. Leferink, "The review of techniques used for measurements of permittivity and permeability of materials for quasi-static electromagnetic field.", in *General Assembly and Scientific Symposium*, 2011.
- [8] Fair-Rite Products Corp., Fair-Rite Product's Catalog, Part Data Sheet 2505033007Y3, 09-11-2010.
- [9] Murata Manufacturing Co. Ltd., Data Sheet Chip EMIFIL Inductor Type Chip Ferrite Beads, BLM18K Series (0603 Size), 08-01-2009.