

Desenvolvimento de uma Metodologia para Detecção Precoce de Danos no Isolamento de Unidades Hidrogeradoras através da Análise do Espectro de Impedância

Ailton G. M. de Medeiros, Fábio J. Micerino, Erik Leandro Bonaldi, Levy Ely de Lacerda de Oliveira, Frederico Oliveira Assunção, Jonas Borges da Silva, Germano Lambert-Torres, Luiz Eduardo Borges da Silva e Cláudio Inácio de Almeida Costa

Resumo – Na maioria das vezes, a análise da condição do isolamento em máquinas elétricas em geral é realizada através de métodos invasivos, uma vez que as técnicas de monitoramento on-line ainda não apresentam resultados robustos para serem largamente empregadas. As técnicas usualmente empregadas, como descargas parciais e surge test, não são sensíveis o bastante para se detectar o início do dano ao isolamento e o seu progresso antes de uma falha já ter se estabelecido.

Visando ao monitoramento precoce da condição do isolamento de unidades hidrogeradoras, permitindo um melhor planejamento das ações a serem tomadas em função de se ter mais tempo antes da parada da máquina, propõe-se o desenvolvimento de um sistema remoto composto de hardware e software para a análise da impedância em uma larga faixa de frequência obtida por meio indireto através da medição dos sinais de tensão e corrente associada à injeção de sinais de alta frequência.

Palavras-chave – Isolamento, Unidade Hidrogeradora, Espectroscopia de impedância, Diagnóstico Precoce, Sistema Remoto.

I. INTRODUÇÃO

Com base no gráfico extraído do Colóquio VDE na Alemanha de 2001 [1], mais de 60% das falhas em hidrogeradores se concentram no enrolamento do estator, como mostrado na figura 1. Além de apresentar maior probabilidade de falha, o diagnóstico precoce dessa é um desafio para as indústrias de geração hidroelétrica.

O diagnóstico precoce de falhas no enrolamento do estator depende da disponibilidade de técnicas para monitoração de sua condição. Estas técnicas podem ser tanto “on-line” (equipamento em operação) como técnicas “off-line” (equipamento desligado).

Este trabalho foi desenvolvido no âmbito do Programa de Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico do Setor de Energia Elétrica regulado pela ANEEL e consta dos Anais do VI Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica (VI CITENEL), realizado em Fortaleza/CE, no período de 17 a 19 de agosto de 2011.

A. G. M. Medeiros e Fábio Micerino trabalham na EDP BR (e-mail: ailton.medeiros@investco.com.br, fabiomicerino@edpbr.com.br).

E. L. Bonaldi, L. E. L. Oliveira, F. O. Assunção, J. G. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. E. Borges da Silva e C. I. A. Costa são pesquisadores associados ao CGTI (e-mail: {erik.bonaldi, levy.oliveira, germanolortres, leborgess}@gmail.com, {fred, Jonas}@pssolucoes.com.br, claudiocosta@yahoo.com)



Fonte: Allianz Insurance, Germany (1996-1999), VDE Colloquium, June 28, 2001

Figura 1 – Estatística de falhas em hidrogeradores

A parada programada para execução de serviços nos hidrogeradores passa sempre pelo crivo do Operador Nacional do Sistema (ONS) e isto implica em programação para parada. O estado inoperante dos hidrogeradores representa altos custos para a indústria. Além disto, algumas técnicas de monitoração da condição da máquina podem ser dispendiosas tanto maior seja a potência dessas máquinas. Entre estas técnicas podem-se citar: inspeção visual e instalação de transdutores de descargas parciais.

É grande a expectativa por um diagnóstico precoce que potencialize a avaliação do estado operativo dos hidrogeradores, evitando seu desligamento não-programado, otimizando sua vida útil e impedindo o acontecimento de falhas graves que necessitem de longos tempos de reparo.

Em sistemas de isolamento de barras estatóricas de hidrogeradores se utiliza o composto epóxi e mica, cujo objetivo é aumentar a rigidez dielétrica, já que a mica apresenta uma alta rigidez dielétrica quando o campo elétrico é aplicado perpendicularmente aos seus planos atômicos.

A deterioração dos materiais isolantes sólidos utilizados em máquinas elétricas deve-se a vários fatores, tais como, umidade, ambientes agressivos, danos mecânicos e aquecimento excessivo, sendo este último mais freqüente. De uma maneira geral, a temperatura alcançada por uma máquina depende das perdas; do tempo de funcionamento; das condições ambientais.

O aquecimento causa dois problemas fundamentais, diminuição do rendimento e envelhecimento ou Deterioração – “aging”, do isolamento. No primeiro caso, a temperatura está intimamente ligada com as perdas no gerador. Quanto maiores as perdas, maior o aquecimento (ou vice-versa) e menor o rendimento, limitando conseqüentemente a potência possível de ser extraída da máquina. O envelhecimento

do isolamento, por outro lado, é função do tempo e da temperatura. Contudo, mesmo em condições de controle excepcionais, seus efeitos acumulados não estão devidamente estabelecidos.

Na realidade, pode-se considerar que o funcionamento em temperaturas elevadas causa um envelhecimento mais acelerado do isolamento, comparando-se com as condições normais. Além disso, o envelhecimento do isolamento relaciona-se diretamente com a vida útil do gerador. A vida útil, por sua vez, pode ser definida como o tempo necessário para que a força de tração do isolamento sólido se reduza a percentual do valor original para o equipamento novo. Este tempo é bastante variável, pois depende dos ciclos de carga que solicitam termicamente o isolamento. Dessa forma, é impossível estabelecer um determinado número de anos como a sua expectativa de vida.

Outro problema que leva à degradação de isolamento do estator é a formação de vazios na estrutura de materiais poliméricos. Esta pode ser devida a causas diversas, dependendo da natureza do material e do processo de fabricação. No caso específico de materiais poliméricos termoplásticos como, por exemplo, o polietileno, a falha pode acontecer durante o processo de injeção do polímero com a infiltração do ar atmosférico. Para os polímeros termofixos, como as resinas epóxi, a formação dos vazios pode ocorrer durante o processo de cura do material, podendo ser devida à infiltração do ar atmosférico ou à formação de gases residuais das reações químicas durante o processo de cura da resina. [6]

Em sistemas de isolamento para alta tensão é comum a utilização de materiais compósitos com a finalidade de se obter melhores propriedades elétricas e mecânicas. A falta de adesão entre as fases de um material compósito, matriz e fase dispersa, é uma fonte comum para o aparecimento de vazios geradores de descargas parciais. Em isoladores poliméricos utilizados em redes de distribuição de energia elétrica é comum a adição de uma fase dispersa de negro de fumo (“carbon Black”) com a finalidade de reduzir a degradação do polímero devido à radiação solar ultravioleta. Na figura 2 é mostrada uma imagem por microscopia eletrônica de varredura de um material compósito onde a fase dispersa particulada ficou com uma pobre adesão à matriz polimérica. Já em linhas de transmissão de alta tensão utilizam-se cadeias de isoladores cujos núcleos são construídos com resinas epóxi reforçadas com fibra de vidro. A utilização desses materiais compósitos tem a finalidade de aumentar a resistência mecânica à tração do componente (figura 3). Também, neste caso, a falta de adesão entre as fases pode apresentar vazios geradores de descargas parciais.

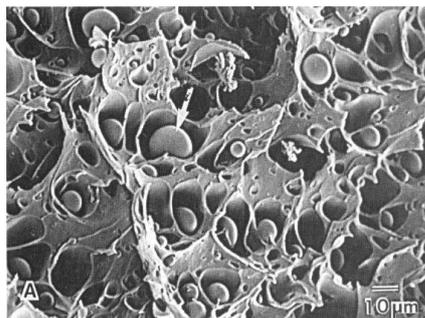


Figura 2-Imagem por microscopia eletrônica de varredura de um material compósito com falta de adesão entre as fases [6]

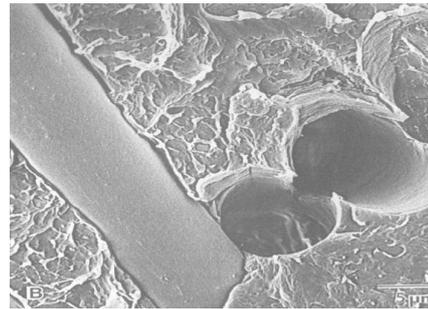


Figura 3- Imagem por microscopia eletrônica de varredura de um material compósito com falta de adesão entre as fibras e a matriz polimérica [6]

O presente artigo descreve o projeto de pesquisa e desenvolvimento de um sistema para se identificar o início do processo de deterioração do isolamento de hidrogeradores, determinar sua suscetibilidade a danos maiores e prever falhas no enrolamento estatórico com maior precocidade. Isso será executado através da introdução de sinais de alta frequência e do acompanhamento das variações na capacitância entre os enrolamentos individuais simultaneamente. Variações na capacitância são refletidas através de alterações na resposta do espectro de impedância que pode ser obtido através da medição de sinais de tensão e corrente.

II. ESPECTROSCOPIA DE IMPEDÂNCIA

A espectroscopia de impedância é uma técnica de grande utilidade para quando se pretende caracterizar o comportamento elétrico de materiais sólidos ou líquidos (iônicos, semicondutores e até mesmo dielétricos) e dispositivos eletrônicos [2] [3]. De uma maneira geral, a técnica de medida consiste em colocar a amostra do material sob investigação entre dois eletrodos, aplicar um estímulo elétrico e observar a resposta resultante. Vários tipos de estímulo podem ser considerados, no entanto o mais comum ou o procedimento padrão é utilizar uma tensão alternada do tipo senoidal e medir as partes real e imaginária da impedância complexa em função da frequência. Os gráficos da parte real e da parte imaginária da impedância em função da frequência compõem o espectro de impedância para o dispositivo formado pela amostra do material e pelos dois eletrodos. Com os equipamentos comerciais disponíveis, essas medidas são feitas automaticamente numa faixa de frequência que vai desde 10μHz até 32 MHz.

Segundo a teoria de sistemas lineares, o comportamento dinâmico de um sistema sujeito a uma perturbação é completamente descrito pela equação

$$y(t) = \int_{t_0}^t G(t, \tau)u(\tau)d\tau \quad (1)$$

Esta equação descreve a relação entre a perturbação u e a resposta y . Aplicando a transformada de Laplace à (1) obtém-se

$$y(s) = G(s)u(s) \quad (2)$$

A função $G(s)$ é chamada função de transferência. A partir de (2) observa-se que

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} \quad (3)$$

Para um sistema elétrico sujeito a uma diferença de potencial variável $V(t)$, que gera uma corrente alternada $I(t)$, a (3) torna-se

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} \quad (4)$$

sendo $V(s)$ e $I(s)$ as transformadas de Laplace de $V(t)$ e $I(t)$, respectivamente. A grandeza Z definida pela (4) é denominada impedância. A impedância pode ser entendida como a resistência enfrentada por um sinal elétrico alternado ao atravessar o sistema. Além de representar a dissipação de energia relacionada à resistividade do meio, a impedância também considera a defasagem entre os sinais de entrada e saída. Comumente representa-se a impedância como um número complexo de forma

$$Z^*(j\omega) = Z' - jZ'' \quad (5)$$

Com

$$j = \sqrt{-1} \quad (6)$$

e Z' e Z'' são números reais dependentes da frequência, que estão relacionados com a magnitude da impedância e com a fase através das equações

$$|Z^*| = \sqrt{Z'^2 + Z''^2} \quad (7)$$

$$\tan \theta = -\frac{Z''}{Z'} \quad (8)$$

O parâmetro θ é o ângulo de fase, e $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular, sendo f a frequência em Hz.

Alternativamente, a impedância complexa pode ser expressa como

$$Z^*(j\omega) = |Z^*| \exp^{j\theta} \quad (9)$$

A impedância está relacionada a outras grandezas genericamente denominadas admitâncias. A primeira delas é a admitância, dada por

$$Y^* \equiv Z^{*-1} \equiv Y' + jY'' \quad (10)$$

É comum expressar a impedância e a admitância em função de componentes resistivas e capacitivas, como:

$$Z^* = R(\omega) - jX(\omega)$$

$$Y^* = G(\omega) - jB(\omega) \quad (11)$$

com $X(\omega)$ e $B(\omega)$ representam reatância e susceptância, respectivamente, definidas por

$$B \equiv X^{-1} \equiv \omega C \quad (12)$$

e $G(\omega)$ e C são a condutância e a capacitância. Outras duas quantidades comumente definidas são: a função módulo

$$M^* = j\omega C_0 Z^* = M' + jM'' \quad (13)$$

e a constante dielétrica complexa ou permissividade dielétrica

$$\varepsilon^* = M^{*-1} \equiv \frac{Y^*}{j\omega C_0} \equiv \varepsilon' + j\varepsilon'' \quad (14)$$

Nestas equações,

$$C_0 \equiv \frac{\varepsilon_0 A}{l} \quad (15)$$

é a capacitância geométrica da célula de medida com eletrodos de área A separados de uma distância l . Estas funções e suas inter-relações são apresentadas na tabela 1.

Tabela 1-Relações entre as quatro principais admitâncias.

	M^*	Z^*	Y^*	ε^*
M^*	M^*	μZ^*	μY^{*-1}	ε^{-1}
Z^*	$\mu^{-1} M^*$	Z^*	Y^{*-1}	$(\mu\varepsilon)^{-1}$
Y^*	μM^{*-1}	Z^{*-1}	Y^*	$\mu\varepsilon^*$
ε^*	M^{*-1}	$(\mu Z^*)^{-1}$	$\mu^{-1} Y^*$	ε^*
$\mu \equiv j\omega C_0$				

A espectroscopia de impedância consiste em submeter a amostra a ser analisada a um campo elétrico alternado $V = V_0 \exp(j\omega t)$ com frequência variável e pequena amplitude. A amostra, por sua vez, responde com uma corrente alternada $I = I_0 \exp[j(\omega t + \theta)]$. Registra-se, então, um espectro de impedância em função da frequência f ou da frequência angular ω . Vários fatores intrínsecos, como: composição química, estrutura molecular ou cristalina, homogeneidade, presença e tipo de portadores de cargas, afetam o espectro obtido. Outras variáveis extrínsecas, como temperatura e pressão, podem ser controladas e seus efeitos sobre a amostra são estudados através desta técnica.

III. POLARIZAÇÃO E RELAXAÇÃO

Considerando um material dielétrico sob a ação de um campo elétrico externo, constante e uniforme. As equações de Maxwell neste meio (no SI) têm a forma:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (16)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (17)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (18)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (19)$$

O campo magnético efetivo dentro do dielétrico é dado por

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{M}, \quad (20)$$

sendo \vec{M} a magnetização do meio e μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo. Na (22), \vec{J} é a densidade de corrente e \vec{D} é o campo efetivo no interior do meio, chamado de deslocamento elétrico, definido como

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}, \quad (21)$$

onde ϵ_0 é a permissividade dielétrica do vácuo e \vec{P} a polarização do meio dielétrico. A polarização é definida como o momento dipolar por unidade de volume, de forma geral,

$$\vec{P} = \frac{1}{V} \sum_i \vec{p}_i \quad (22)$$

sendo \vec{p}_i o i -ésimo momento de dipolo e V o volume. O momento de dipolo está relacionado com o campo externo através de uma constante de proporcionalidade chamada polarizabilidade, assim,

$$\vec{p}_i = \alpha \vec{E}_i \quad (23)$$

com \vec{E}_i representando o campo elétrico local na posição do átomo ou molécula. A polarização também pode ser relacionada ao campo elétrico através da equação

$$\vec{P} = \chi \vec{E} \quad (24)$$

na qual χ , chamada susceptibilidade elétrica, é uma propriedade do material que está associada à permissividade

$$\chi = \epsilon - \epsilon_0 \quad (25)$$

A polarizabilidade e, conseqüentemente, a polarização dependem dos mecanismos responsáveis pelo aparecimento de momentos de dipolo no material. Para campos elétricos externos de baixa intensidade (isto é, muito menores que os campos interatômicos) e materiais com baixa condutividade, três mecanismos principais predominam:

- Polarização eletrônica: Devido ao deslocamento das nu-

vens eletrônicas em relação ao núcleo.

- Polarização atômica ou iônica: Devido ao deslocamento de átomos constituintes de moléculas poliátômicas.
- Polarização orientacional: Devido à orientação de dipolos permanentes na direção e sentido do campo elétrico. É o principal mecanismo de polarização em líquidos e gases.

Para campos intensos o suficiente para romper a rigidez dielétrica do material, ou materiais com alta concentração de portadores de carga, o deslocamento de portadores, formando distribuições espaciais de carga nas superfícies ou contornos de grão também é importante. Esse mecanismo pode ser denominado polarização interfacial. Deve-se atentar ao fato de que as polarizações atômica e eletrônica são fenômenos intramoleculares ligados ao deslocamento elástico de cargas. As interações envolvidas são coulombianas e, portanto, são fenômenos pouco dependentes da temperatura do material. A polarização orientacional, por outro lado, é um fenômeno intermolecular ligado à rotação das moléculas. Este mecanismo é afetado pela agitação térmica e, também, pela inércia das moléculas vizinhas, ou seja, pelo atrito. Além disso, esses fenômenos levam intervalos de tempo diferentes para ocorrer e voltar ao equilíbrio após a remoção do campo. O retorno dos momentos de dipolo permanentes ao estado inicial é um processo gradual e relativamente longo. Este processo é chamado de relaxação. Um fenômeno de relaxação ocorre quando forças restauradoras tendem a trazer o sistema de volta ao seu estado inicial.

Para meios dielétricos submetidos a campos elétricos variáveis no tempo, os mecanismos de polarização discutidos permanecem válidos. Neste caso, a constante dielétrica se torna uma grandeza complexa dada por

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (26)$$

sendo ϵ' a permissividade dielétrica relativa e ϵ'' o fator de perda, relacionado com a dissipação de energia que ocorre durante a orientação dos dipolos. Geralmente, a perda dielétrica é determinada através de um parâmetro conhecido como tangente de perda, dado por

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (27)$$

sendo δ conhecido com ângulo de perda.

Em geral, o tempo necessário para ocorrerem polarização e despolarização eletrônica e atômica é muito curto ($< 10^{-12}$ s). Esses processos são conhecidos também como processos de ressonância, pois envolvem modos de vibração. A ressonância de um sistema vibratório ocorre quando o campo externo oscila com uma frequência próxima à frequência natural do sistema. A polarização e despolarização orientacional e interfacial podem ocorrer em vários intervalos de tempo, dependendo do meio dielétrico. Esses processos são chamados de processos de relaxação, pois envolvem tempos de relaxação.

Ignorando, por simplicidade, a polarização interfacial, a polarização total de um dielétrico arbitrário é a somatória das polarizações eletrônica, iônica e orientacional, ou seja,

$$\vec{P} = \vec{P}_E + \vec{P}_I + \vec{P}_O \quad (28)$$

Como o tempo de resposta das polarizações eletrônica e iônica é muito curto, pode-se assumir que são constantes no intervalo de frequências de 0 a 1012 Hz.

Essas contribuições podem ser agrupadas na forma:

$$\vec{P}_\infty = \vec{P}_E + \vec{P}_I, \quad (29)$$

sendo que o índice ∞ denota $\omega \rightarrow \infty$. Utilizando as expressões (27) e (28),

$$\vec{P}_\infty = (\varepsilon_\infty - 1)\varepsilon_0\vec{E} \quad (30)$$

Pode-se considerar que esses dois tipos de polarização seguem instantaneamente o campo externo E, em outras palavras, P_o e E estão defasados, já que os dipolos não se orientam instantaneamente com o campo.

A polarização total fica

$$\vec{P} = \vec{P}_\infty + \vec{P}_O = (\varepsilon_\infty - 1)\varepsilon_0\vec{E} + (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0\vec{E}, \quad (31)$$

com o índice S significando $\omega \rightarrow 0$.

Supondo que a polarização orientacional leva tempo para responder ao campo aplicado e que, remover-se o campo, tornando E=0 em t=0, a polarização irá decair com uma determinada taxa dada por

$$\frac{d\vec{P}_O(t)}{dt} = -\frac{\vec{P}_O(t)}{\tau}, \quad (32)$$

sendo τ o tempo de relaxação macroscópico. Definindo P_O como

$$\vec{P}_O = (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0\vec{E} \quad (33)$$

e utilizando a condição de contorno t=0, a solução da equação (32) é dada por:

$$\vec{P}_O(t) = (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0\vec{E} \exp(-t/\tau) \quad (34)$$

Portanto, (32) dá a taxa de despolarização para um campo externo definido por uma função degrau. Analogamente, pode-se determinar a taxa de polarização considerando as condições de contorno $\vec{P}_0 = 0$ e $\vec{E} \neq 0$ em t=0. Neste caso

a solução de (32) é

$$\vec{P}_O(t) = (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0\vec{E}[1 - \exp(t/\tau)] \quad (35)$$

Considerando um campo externo variável $\vec{E}(u)$ aplicado a um meio dielétrico durante um intervalo de tempo t, de

modo que $u < t < u + du$ e $\vec{E}(u) = 0$ para $t < u$ e $t > u + du$. A polarização $P_O(t)$ leva algum tempo para responder ao campo e irá variar para $t > u$. Durante o período de polarização $u < t < u + du$ a variação em $P_O(t)$ pode ser expressa por

$$d\vec{P}_O(t-u) = (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t-u}{\tau}\right) \right] d\vec{E}(u) \quad (36)$$

A polarização total é dada pela soma de P_∞ , que responde instantaneamente ao campo, $P_o(t)$, que é governada pela (36). Assim,

$$d\vec{P}(t-u) = (\varepsilon_\infty - 1)\varepsilon_0 d\vec{E}(u) + (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t-u}{\tau}\right) \right] d\vec{E}(u) \quad (37)$$

De acordo com o princípio de superposição, a polarização total em um instante de tempo t é a superposição de todos os incrementos dP. Portanto, integrando a equação (37),

$$\vec{P}(t) = (\varepsilon_\infty - 1)\varepsilon_0 d\vec{E}(t) + (\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0 \int_0^t \frac{\vec{E}(u)}{\tau} \exp\left(-\frac{t-u}{\tau}\right) du \quad (38)$$

Se o campo aplicado é um sinal senoidal de forma

$$E = E_0 \cos(\omega t) = \text{Re}[E_0 \exp(j\omega t)] \quad (39)$$

P_∞ pode seguir o campo instantaneamente, enquanto P_o apresenta um atraso, ou seja, uma defasagem. Para analisar esse caso, deve-se considerar que P atinge seu estado estacionário em t=0, assim o limite inferior da integral (38) se torna -∞. A solução de (38) é dada por

$$\vec{P} = (\varepsilon_\infty - 1)\varepsilon_0 E_0 \cos(\omega t) + \frac{(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\varepsilon_0 E_0 \cos(\omega t)}{1 + \omega^2 \tau^2} + \frac{(\varepsilon_S - \varepsilon_\infty)\omega \tau \varepsilon_0 E_0 \sin(\omega t)}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (40)$$

A partir de (40), fica claro que para $\omega \gg 1/\tau$, os dipolos são incapazes de se orientar ao campo e a polarização vai gradualmente a zero. A componente defasada de $\pi/2$ com relação ao campo representa a perda dielétrica, que representa a perda de energia em forma de absorção. Este termo é máximo para $\omega = 1/\tau$ e diminui para frequências maiores e menores. Usando P_∞ , P_1 , P_2 , a (43) pode ser reescrita como

$$\vec{P} = (\vec{P}_\infty + \vec{P}_1) \cos(\omega t) + \vec{P}_2 \sin(\omega t) \quad (41)$$

A variação de parâmetros dielétricos, como \vec{P} e ϵ^* , com a frequência é conhecida como dispersão dielétrica.

Nenhum material está livre de perdas dielétricas e, portanto, nenhum material é livre de absorção e dispersão. Isto significa que nenhum material possui constante dielétrica independente da frequência. De fato, esta é uma propriedade intrínseca de todos os dielétricos. Todos os tipos de polarização podem ser divididos em dois regimes: o regime de ressonância e o regime de relaxação. Polarização associada à vibração de elétrons (polarização eletrônica) e átomos (polarização iônica) pertencem ao regime de ressonância, pois uma ressonância ocorrerá quando a frequência do campo aplicado se aproximar da frequência natural de oscilação desses sistemas. Já a polarização causada pelo movimento de cargas, seja pela orientação de dipolos ou pela translação de portadores de carga, pertence ao regime de relaxação, pois durante o processo de polarização e despolarização, um fenômeno de relaxação ocorre devido ao tempo necessário para esses processos superarem a inércia do meio. A variação de ϵ' e ϵ'' em um amplo intervalo de frequências, envolvendo diversos processos de polarização, é apresentada na figura 4.

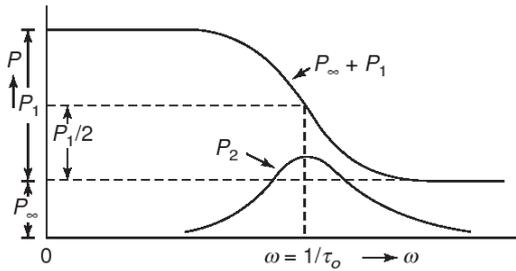


Figura 4-A variação de P_∞ , P_1 e P_2 em função da frequência.

O primeiro modelo para o fenômeno da dispersão dielétrica foi proposto por Debye, no qual se considera um meio composto de dipolos não interagentes submetido a um campo elétrico oscilatório de forma

$$E = E_0 \exp(j\omega t) \quad (42)$$

a expressão (40) pode ser reescrita como

$$P = \left[\epsilon_\infty - 1 + \frac{(\epsilon_S - \epsilon_\infty)}{1 + \omega^2 \tau^2} \right] \epsilon_0 E_0 \exp(j\omega t) - j \left[\frac{(\epsilon_S - \epsilon_\infty) \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \right] \epsilon_0 E_0 \exp(j\omega t) \quad (43)$$

de acordo com a equação (40), a polarização também pode ser escrita como

$$P = [(\epsilon' - 1) - j\epsilon''] \epsilon_0 E_0 \exp(j\omega t) \quad (44)$$

Comparando com as equações (43) e (44), obtém-se

$$\epsilon^* = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (45)$$

com

$$\epsilon' = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_S + \epsilon_\infty}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (46)$$

$$\epsilon'' = \frac{(\epsilon_S - \epsilon_\infty) \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (47)$$

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{(\epsilon_S - \epsilon_\infty) \omega \tau}{\epsilon_S + \epsilon_\infty + \omega^2 \tau^2} \quad (48)$$

As equações, (45), (46) e (47) compõem o modelo de Debye. Este modelo considera a existência de apenas um tempo de relaxação, τ . A constante dielétrica complexa é dependente da temperatura através das dependências de $(\epsilon_S - \epsilon_\infty)$ e τ . Os valores de ϵ' , ϵ'' e $\tan \delta$ em relação à frequência são apresentados na figura 5.

As equações (46) e (47) podem ser reescritas como

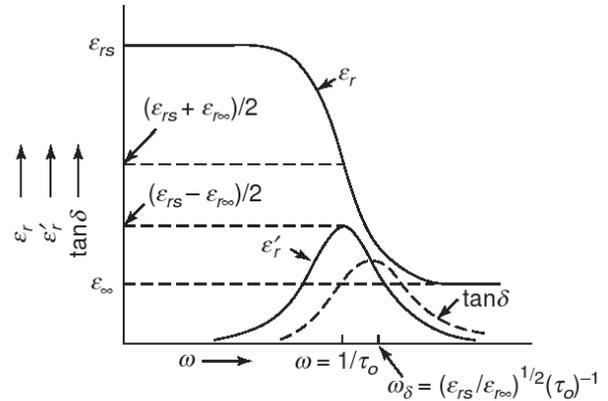


Figura 5- ϵ' (ϵ_r), ϵ'' (ϵ_r) $\tan \delta$ em função de ω .

$$\frac{\epsilon' - \epsilon_\infty}{\epsilon_S - \epsilon_\infty} = \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (49)$$

$$\frac{\epsilon''}{\epsilon_S - \epsilon_\infty} = \frac{\omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (50)$$

Estas duas equações são as equações paramétricas de um círculo no plano $\epsilon' - \epsilon''$, conhecido como diagrama de Argand, Cole-Cole ou Nyquist. Eliminando $\omega\tau$ das equações (49) e (50), encontra-se

$$\left(\epsilon' - \frac{\epsilon_S + \epsilon_\infty}{2} \right)^2 + \epsilon''^2 = \left(\frac{\epsilon_S - \epsilon_\infty}{2} \right)^2 \quad (51)$$

Embora a teoria de Debye seja amplamente aceita na interpretação da dispersão e absorção dielétrica, resultados experimentais raramente concordam com seu modelo. O principal fator de divergências é a consideração de apenas um tempo de relaxação. Além disso, o modelo de Debye considera que o campo local na posição dos dipolos é equivalente ao campo aplicado, e a condutividade DC do material é desprezível. Para situações nas quais essas suposições não são verdadeiras, desvios nos resultados obtidos em relação ao modelo de Debye são observados. Uma concordância

melhor entre os resultados experimentais e o modelo teórico pode ser obtida ao se considerar uma distribuição de tempos de relaxação ao invés de apenas um. Dipolos (permanentes ou induzidos) estão geralmente presentes em materiais inorgânicos, orgânicos e biológicos e, assim, a polarização orientacional desempenha um papel importante nos materiais, conforme ilustrado na figura 6.

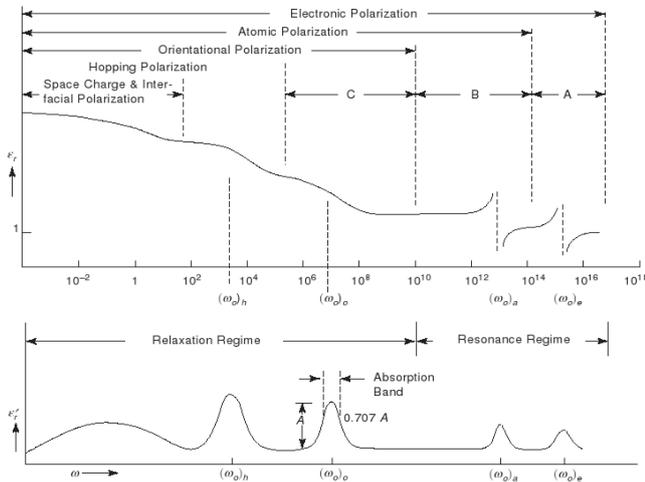


Figura 6- Constante dielétrica (ϵ_r) e fator de perda (ϵ''_r) em função da frequência do sinal aplicado.

IV. MODELO MATEMÁTICO PARA ANÁLISE DA DETERIORAÇÃO DO ISOLAMENTO ATRAVÉS DO ESPECTRO DE IMPEDÂNCIA

A modelagem pretendida nessa etapa do projeto foi inicialmente direcionada à modelagem de motores de indução trifásicos, dado a simplicidade de teste e sua similaridade no esquema de isolamento envolvendo enrolamento do estator e entre espiras e rotor.

De bibliografias adquiridas aponta-se uma modelagem simples para os motores e muito similar às apresentadas até aqui para o transformador [7].

Trata-se apenas de um circuito RLC com a forma apresentada a seguir na figura 7.



Figura 7-Modelo matemático básico de uma das fases do enrolamento do estator

Esses componentes RLC traduzem a mesma característica de impedância dado a aplicação de sinais AC em larga faixa de frequência.

Ainda esses elementos podem traduzir os elementos dielétricos, principalmente o capacitor, dos isolantes existentes na máquina como mostra a figura 8.

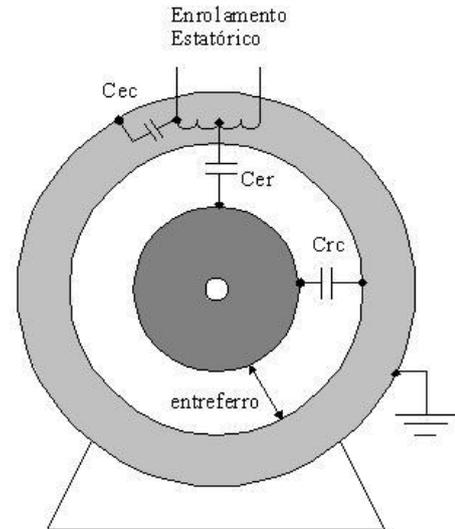


Figura 8 - Capacitâncias associadas aos isolantes existentes no motor

Essas capacitâncias são caracterizadas por:

C_{er} : capacitor formado entre o enrolamento estatórico e as chapas do rotor. (Dielétrico = entreferro+isolante de ranhura+isolamento dos fios)

C_{rc} : capacitor formado entre as chapas do rotor e do estator. (Dielétrico = entreferro)

C_{cc} : capacitor formado entre enrolamento estatórico e carcaça. (Dielétrico = isolamento de ranhura + o isolamento dos fios)

Esses dielétricos são ilustrados a partir das figuras 9 e 10 que trazem algumas formas de isolamento do estator em motores e hidrogeradores.

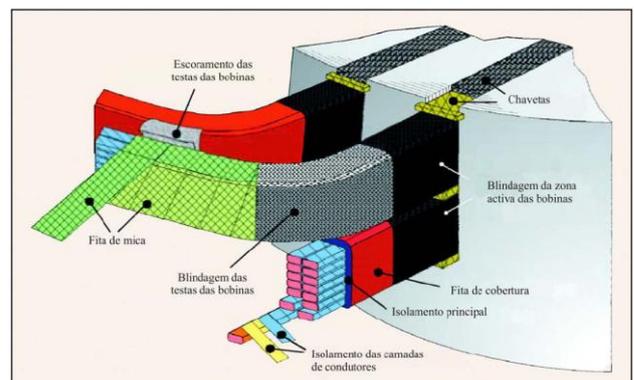


Figura 9 - Isolamentos típicos de motores e hidrogeradores

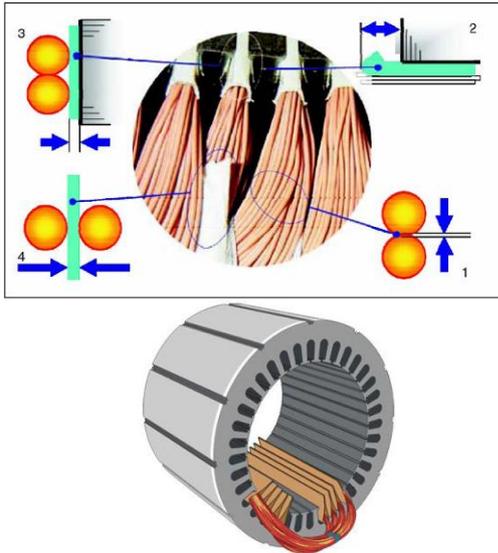


Figura 10 - Isolamentos típicos de motores

A espectroscopia para o modelo apresentado na figura 7 caracteriza-se por capacitâncias paralelas, cuja forma gráfica se dá como na figura 11.

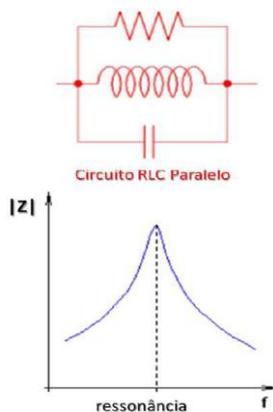


Figura 11 - Forma gráfica do espectro de impedância para capacitância paralela

Ou ainda para amplitude e fase (figura 12),

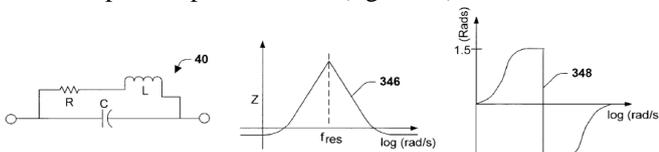


Figura 12-Forma gráfica do espectro de impedância (amplitude e fase) para capacitância paralela

Esse modelo para ser completo precisa traduzir o comportamento não apenas para a condição normal de operação do enrolamento e por sua vez do motor, mas também para as condições, onde o isolamento apresenta deterioração e/ou outros problemas que comprometam suas características de isolamento.

Por exemplo, a seguir têm-se o caso em que a frequência de ressonância (f_{res}) se desloca para (f_{cut}), quando o enrolamento sofreu cortes durante o processo de manufatura (figura 13).

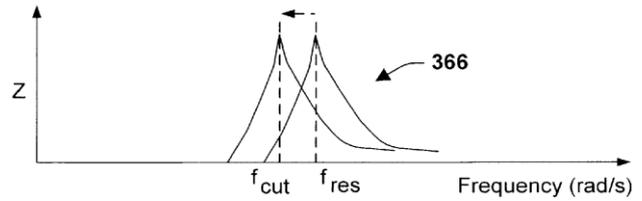


Figura 13-Deslocamento no espectro de impedância com corte no enrolamento

Outra situação que essa modelagem compreende é, por exemplo, o aumento de umidade no enrolamento do estator. Como se pode observar na figura 14 ocorrerá um deslocamento da frequência em função da variação da permissividade dielétrica dos materiais isolantes.

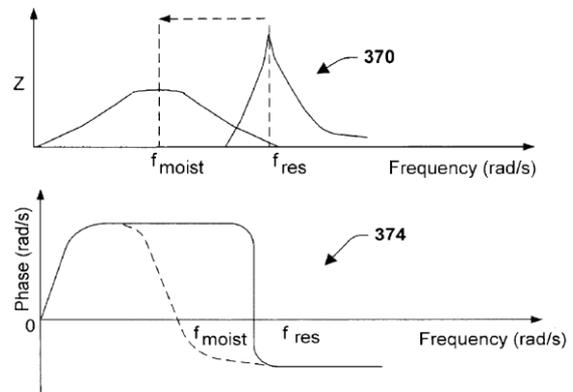


Figura 14 - Deslocamento no espectro de impedância com aumento de umidade (amplitude e fase)

Outro fenômeno que acarreta a degradação das propriedades dielétricas dos isolantes e assim sua capacidade de isolamento é a ocorrência de infiltração (*percolation*) no enrolamento. Dessa forma o modelo básico da figura 7, sofrerá um complemento de um ramo R-C-R série em paralelo, figura 15. R_{perc} representa uma resistência variável de acordo com a temperatura, como também a C_{perc} , que é a capacitância coletiva para a mesma temperatura. Esse fenômeno traz também um deslocamento no espectro de impedância como mostra a figura 16.

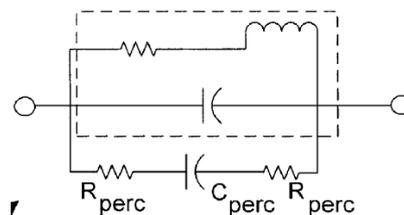
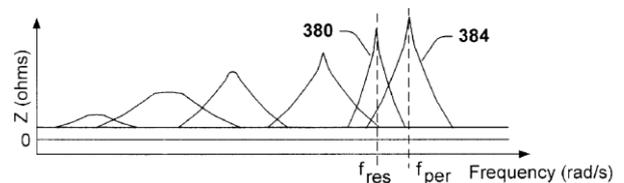


Figura 15-Modelo para infiltração no enrolamento R-C-R em paralelo com o modelo básico



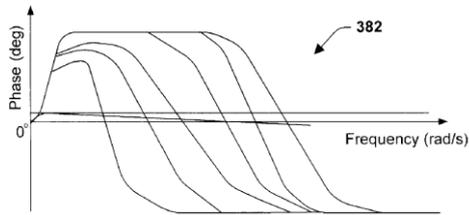


Figura 16-Deslocamento no espectro de impedância com infiltração no enrolamento (amplitude e fase)

Para situações em que os isolantes são constituídos de cerâmica e ocorre acúmulo de impurezas, essas após serem aquecidas se ionizam e oferecem um caminho alternativo para a corrente. Esse efeito sugere também uma adição ao modelo básico da figura 17 de um resistor R_{ion} , porém esse só realmente aparece quando um determinado nível de temperatura é atingido (p. ex. 155°C).

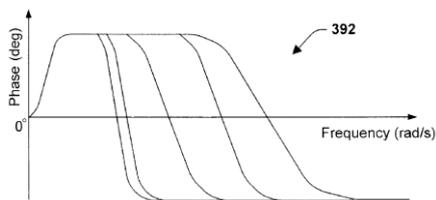
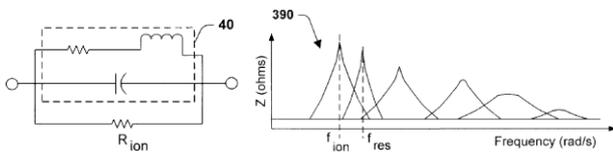


Figura 17-Modelo para impurezas adicionada a isolantes cerâmicos e deslocamento no espectro de impedância (amplitude e fase)

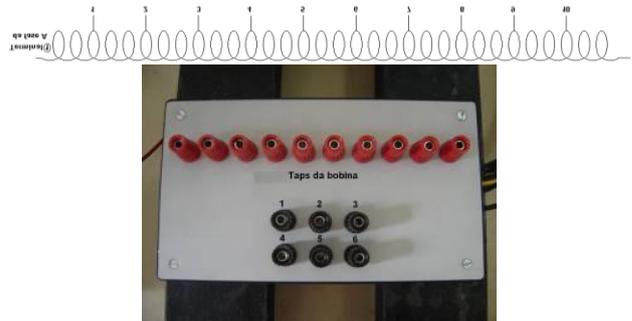
V. PRIMEIROS TESTES DE VERIFICAÇÃO DO MODELO DE DEGRADAÇÃO DO ISOLAMENTO A PARTIR DE UM MIT

A fim de se avaliar em parte a modelagem aqui apresentada foram realizados alguns testes com um motor de indução trifásico.

Esse motor foi adaptado para testes de degradação do isolamento. Um grupo de bobina apresenta “taps” que permitem a simulação de curto entre espiras, entre espiras e carcaça e esses ainda com controle resistência do curto-circuito. Esse esquema dos “taps” nas espiras é apresentado na figuras 18 e 19 e na tabela 2 são apresentados os dados de placa do MIT.



Figura 18 - Esquema de taps em um indutor de MIT adaptado para simulação de curto-circuito no seu enrolamento



(b)

Figura 19 - Esquema elétrico dos taps no indutor e borneira de conexão dos taps.

Tabela 2- Características elétricas dos MIT para teste.

Tensão	220V
Corrente	8,84 A
Potência	3CV
Número de pólos	4
Velocidade	1760 RPM
Frequência	60 Hz
Classe de isolamento	B

Para a observação do espectro de impedância foi injetado um sinal em larga faixa de frequência (100Hz ~ 20MHz). A orientação que o motor apresente uma frequência de corte da ordem de 100kHz [7].

O sinal foi injetado por um gerador de funções com nível aproximado de 3Vpp (senoidal). O sinal injetado e foi monitorado por um canal do osciloscópio e o terminal de outra fase do MIT foi também medida com outro canal do osciloscópio. Ainda não se mediu o espectro de impedância diretamente pela relação tensão/corrente, mas uma resposta em frequência, que indiretamente é um retrato muito aproximado do espectro de impedância, foi realizada. Caso aproximado devido às particularidades das impedâncias envolvidas, como do gerador de funções, osciloscópio, conexões e cabos (figuras 20 e 21).

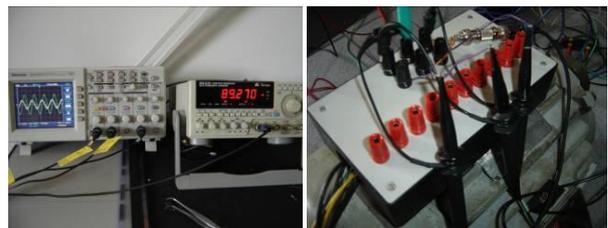


Figura 20- Gerador de Funções, osciloscópio e caixa de terminais para análise de resposta em frequência

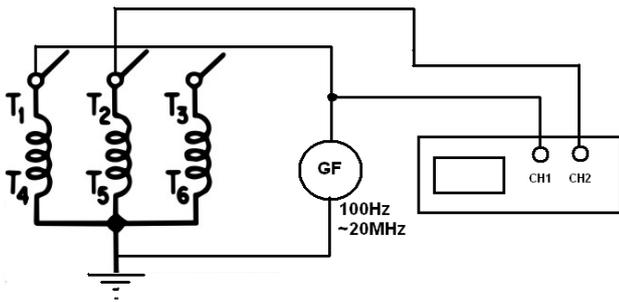


Figura 21-Esquema de ligação para análise de resposta em frequência

A resposta para o motor *off-line* em condição normal, ou seja, com os isolantes íntegros, à temperatura ambiente e livre de contaminantes ou infiltrações, resultou no espectro de frequência da figura 22. A primeira frequência de ressonância aponta para o valor de aproximadamente 98 kHz.

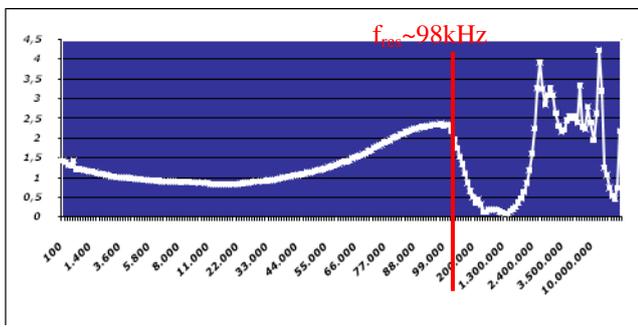


Figura 22-Espectro de resposta em frequência para MIT em teste em condições normais de operação

Verificando apenas mais uma situação, onde duas espiras assumissem um curto franco, percebe-se o deslocamento apenas em amplitude para a frequência de ressonância dado que a simulação incorreu apenas na variação da resistência ôhmica (figura 23).

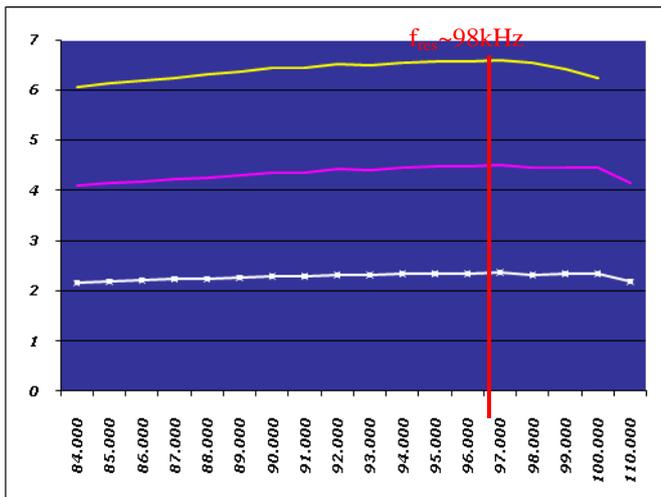


Figura 23-Espectro de resposta em frequência para MIT para duas situações de curto-circuito entre espiras (rosa e amarelo)

Outra simulação que justifica o modelo abordado é a ligação de um dos “taps” do indutor para massa. E essa sim alterou o modelo suficientemente que se observou um deslocamento de frequência. É notório que um novo caminho foi criado para a corrente, um resistor em paralelo e quem sabe

uma variação na capacitância equivalente da espira para massa. Esses aspectos serão mais profundamente abordados no decorrer do projeto, cabendo ressaltar que esses resultados são parciais (figura 24).

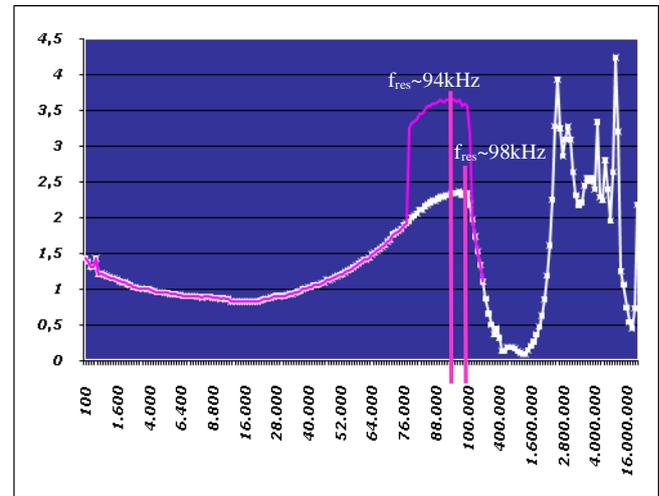


Figura 24- Espectro de resposta em frequência para MIT para condição normal (branco) e curto entre espira e massa (rosa)

VI. CONCLUSÕES

Com os desenvolvimentos alcançados até o presente momento no projeto já é possível concluir:

- As avarias no isolamento dos enrolamentos do estator possuem diversas causas. A maioria dos processos de falha envolve a degradação do material isolante constituído de compósitos de epóxi e mica, cujo objetivo é aumentar a rigidez dielétrica, já que a mica apresenta uma alta rigidez dielétrica quando o campo elétrico é aplicado perpendicularmente aos seus planos atômicos.
- Esforços térmicos, elétricos, ambientais e mecânicos atuam em materiais e componentes dos hidrogeradores, favorecendo o processo de degradação pela redução da resistência com o tempo. Quando os esforços operacionais – transientes e constantes, excedem a resistência, a falha é iminente.
- Outro problema que leva à degradação de isolamento do estator é a formação de vazios na estrutura de materiais poliméricos. Esta pode ser devida a causas diversas, dependendo da natureza do material e do processo de fabricação. Para os polímeros termofixos, como as resinas epóxi, a formação dos vazios pode ocorrer durante o processo de cura do material, podendo ser devida à infiltração do ar atmosférico ou devida à formação de gases residuais das reações químicas durante o processo de cura da resina.
- A espectroscopia de impedância consiste em submeter a amostra a ser analisada a um campo elétrico alternado $V = V_0 \exp(j\omega t)$ com frequência variável, $\omega = 2\pi f$, e pequena amplitude. A amostra, por sua vez, responde com uma corrente alternada $I = I_0 \exp[j(\omega t + \theta)]$. Registra-se, então, um espectro de impedância em função da frequência f ou da frequência angular ω .

- A espectroscopia de impedância sugere a avaliação da variação da frequência de ressonância que um sistema apresenta em função da perda da rigidez dielétrica causada por diferentes fatores, dentre eles: aplicação de potencial externo e contaminação do isolante. Esse processo é amparado pelos estudos de diversos autores.
- A espectroscopia de impedância encontra na possibilidade de modelagem dos materiais em análise uma simplificação, pois elementos como R, L e C, traduzem bem o comportamento dos materiais quanto a frequências de ressonância em larga faixa de frequência;
- O modelo matemático para análise da deterioração do isolamento através do espectro de impedância apresentado sugere ainda variações para cada tipo de operação do enrolamento do estator, como corte de espiras, infiltração, aquecimento e umidade;
- Os primeiros testes de verificação do modelo de degradação do isolamento a partir de um MIT foram realizados considerando um MIT preparado para fins de simulação de curto envolvendo espiras e massa do motor. Os testes confirmam as respostas apresentadas no modelo e estima-se em etapa posterior do projeto avaliar em profundidade as diversas possibilidades de degradação do isolamento e os espectros de impedância resultantes.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Livros:

- [1] “Estudo de Vida Útil Econômica e Taxa de Depreciação”. G. Lambert-Torres e J. Haddad - UNIFEI - Nov 2000.

Dissertações e Teses:

- [2] “Espectroscopia de impedância no laboratório de ensino”. D.L. Chinaglia, G. Gozzi, R.A.M. Alfaro e R. Hessel – Unip Rio Claro/SP – Fev/2009.
- [3] “Aplicação de espectroscopia de impedância no estudo de blendas de biodiesel/diesel”. Luiz Gustavo Danvanse da Silveira. Mestrado. Universidade Estadual de Maringá. Fev/2010.
- [4] “Determinação de critérios indicativos para análise da viabilidade de serviços de modernização de grupos geradores de Centrais Hidrelétricas”. Luciano Lopes Pinto – Mestrado UNIFEI 2009.

Livros:

- [5] “Herramienta para validación de condición y cálculo de vida útil de sistemas de aislamiento de máquinas eléctricas rotativas” – Márcio Gennari – ABB Brasil – GDAEFE 2008.
- [6] “Imagens De Defeitos por Descarga Parcial Estimulada por Raio X Pulsado em Materiais Dielétricos Poliméricos” – Vitoldo Swinka Filho - Curitiba/PR – 2000.

Patente:

- [7] “System to Provide Low Cost Excitation to Stator Winding to Generate Impedance Spectrum for Use in Stator Diagnostics”. Car J. Dister, Perry A. DelVecchio, Daniel N. Rogovin. Ago/2008

Relatórios Técnicos:

- [8] Circuitos ressonantes.
 “http://www.ufrgs.br/eng04030/aulas/teoria/cap_12/circress.htm”
 Dezembro de 2010.