



UFPA

**Descargas Parciais em Barras
Estatóricas de Hidrogeradores:
Modelagem por Guia de Onda e
Análise de um Acoplador**

Williams Massayuki Kawakatsu

2º Semestre / 2009

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

BELÉM – PARÁ

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

WILLIAMS MASSAYUKI KAWAKATSU

**DESCARGAS PARCIAIS EM BARRAS
ESTATÓRICAS DE HIDROGERADORES:
MODELAGEM POR GUIAS DE ONDA E
ANÁLISE DE UM ACOPLADOR**

TRABALHO SUBMETIDO AO PROGRAMA
DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA PARA OBTENÇÃO DO GRAU
DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Belém – Pará
2009

DESCARGAS PARCIAIS EM BARRAS ESTATÓRICAS DE
HIDROGERADORES: MODELAGEM POR GUIAS DE ONDA E ANÁLISE
DE UM ACOPLADOR

Este Trabalho foi julgado em 23/10/2009 adequado para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovado na sua forma final pela banca examinadora.

Prof. Dr. Victor Alexandrovich Dmitriev
ORIENTADOR

Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Danilo Teixeira Alves
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes
COORDENADOR DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, meu irmão e meus avós.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais pelo amor dedicado durante toda a minha vida e por sempre ajudarem a fazer com que meus sonhos se tornem realidade.

Aos demais familiares, que também não poupam esforços.

Ao meu orientador Prof. Dr. Victor Dmitriev pela paciência e por seus conhecimentos passados através de toda a sua experiência.

Ao Tiago e Karlo pelos auxílios.

A todos os professores e colegas que fizeram parte dessa caminhada.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Deterioração, áreas de descargas internas	8
Figura 2.2 – Região de saliência da bobina	8
Figura 2.3 – Seção cruzada esquemática da barra do gerador e locais de descarga.....	9
Figura 2.4 – Esquema simplificado do SSC.....	10
Figura 2.5 – Sensores indutivos instalados no topo das barras de um hidrogerador.....	12
Figura 2.6 – Sensor indutivo. a. fotografia; b. esquema de construção e funcionamento.....	13
Figura 2.7 – Esquemas representando a bobina sob teste. a, fonte de pulso situada fora de U4; o interior de U4 como fonte de DP.....	14
Figura 3.1 – Pulso rápido simulado de descarga.....	18
Figura 3.2 – Espectro normalizado do pulso da Figura 3.1.....	18
Figura 3.3 – Pulso lento simulado de descarga.....	19
Figura 3.4 – Espectro normalizado do pulso da Figura 3.3.....	20
Figura 4.1 – Estrutura do estator em construção.....	21
Figura 4.2 – Desenho esquemático de um barramento típico de um hidrogerador – Modelo A.....	22
Figura 4.3 – Desenho esquemático de outro barramento estatórico típico de hidrogerador Modelo B.....	22
Figura 4.4 – Formas típicas da secção transversal das barras ou barramentos.....	23
Figura 4.5 – Configuração das sobressalências e das barras de um gerador.....	24
Figura 4.6 – Um circuito equivalente para enrolamentos do estator do gerador.....	25
Figura 4.7 – Aproximação da secção da barra estatórica por guias de onda multicamadas.....	26
Figura 5.1 – Guia de onda de placas metálicas condutoras perfeitas com uma camada de dielétrico sem perdas.....	28
Figura 5.2 – Guia de onda de placas metálicas paralelas condutoras perfeitas com uma camada dielétrica e uma camada semicondutora com perdas.....	31
Figura 5.3 – Modelo geral de guia de onda multicamadas.....	31
Figura 6.1 – Comparação das curvas de dispersão dos modelos dos guias das Fig. 5.1 e 5.2.....	34
Figura 6.2 – Modelagem da barra estatórica por guia de onda multicamada.....	35
Figura 6.3 – Comparação das curvas de dispersão dos guias ilustrados nas Fig. 4.2 e 5.2.....	35
Figura 6.4 – Perdas no guia de ondas multicamadas do modo TM_{z0} em função da frequência.....	36
Figura 6.5 – Ateuação no guia de onda multicamadas para o modo TM_{z0} em função da distância na direção z.....	37
Figura 7.1 – Placa de dupla face.....	39

Figura 7.2 – Impedância característica da microfita com a relação w/hl	39
Figura 7.3 – Dimensões da linha de microfita.....	40
Figura 7.4 – Linhas de microfita construídas.....	41
Figura 7.5 – Razão de potência em função de kl	41
Figura 7.6 – Pulso rápido simulado de descarga.....	43
Figura 7.7 – Espectro normalizado do pulso anterior.....	44
Figura 7.8 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 5 e 10 cm.....	44
Figura 7.9 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 15, 20 e 25 cm.....	45
Figura 7.10 – Pulso lento simulado de descarga.....	45
Figura 7.11 – Espectro normalizado do pulso anterior.....	46
Figura 7.12 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 5 e 10 cm.....	46
Figura 7.13 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 15, 20 e 25 cm.....	47
Figura 8.1 – Gráfico temporal típico de descargas parciais.....	48
Figura 8.2 – Posição do sensor (microfita) sobre a barra do estator.....	49
Figura 8.3 – Tubo estrutural que será utilizado para passagem de cabo coaxial.....	49
Figura 8.4 – Camadas entre o cobre da barra e antena.....	50
Figura 9.1 – Local de instalação dos receptores e fontes de alimentação óptica.....	52
Figura B.1 – Modelo geral de guia de onda multicamada.....	56
Figura C.1 – Estrutura da linha de microfita.....	64
Figura D.1 – Representação esquemática de um acoplador direcional.....	66
Figura D.2 – Acoplador direcional de guia de onda.....	67
Figura D.3 – Distribuição de potência teórica em função do comprimento.....	68

SUMÁRIO

RESUMO.....	1
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	2
1.1. PROBLEMA: MODELAGEM DA BARRA ESTATÓRICA POR GUIAS DE ONDA MULTICAMADAS E CONSTRUÇÃO DE UM SENSOR DE DESCARGAS PARCIAIS.....	2
1.2. ESCOPO DO TRABALHO.....	2
CAPÍTULO 2 – DESCARGAS PARCAIS EM HIDROGERADORES: TEORIA INICIAL E MÉTODOS DE MONITORAMENTO.....	3
2.1. TEORIA INICIAL SOBRE DESCARGAS PARCIAIS (DPs).....	3
2.2. FENÔMENOS CONSEQUENTES À OCORRÊNCIA DAS DESCARGAS PARCIAIS.....	4
2.2.1. Medição de pulso elétrico.....	4
2.2.2. Medição de radiação de rádio frequência (RF).....	5
2.2.3. Inclinação do fator de potência.....	5
2.2.4. Detecção de ozônio.....	6
2.2.5. Detecção acústica e ultra-sônica.....	6
2.3. DESCARGAS PARCIAIS EM HIDROGERADORES.....	7
2.4. ALGUNS MÉTODOS DE MONITORAMENTO	9
2.4.1. Acoplador capacitivo.....	10
2.4.2. Acoplador no <i>slot</i> do estator (SSC – <i>Stator Slot Coupler</i>).....	10
2.4.3. Sensor indutivo.....	11
CAPÍTULO 3 – ANÁLISE DE SINAIS ELETROMAGNÉTICOS PRODUZIDOS POR DESCARGAS PARCIAIS.....	15
3.1. ANÁLISE DE SINAIS DE DESCARGAS PARCIAIS.....	15
3.2. PARÂMETROS DE DESCARGA PELA RESOLUÇÃO NO TEMPO.....	15
3.2.1. Tipos básicos de pulso de descargas parciais.....	15
3.2.2. Teoria geral sobre os parâmetros de descargas parciais.....	16
3.3. ANÁLISE ESPECTRAL DE FOURIER.....	16
3.3.1. Aproximação do pulso de descarga por funções matemáticas.....	17
3.3.1.1. Pulso Streamer.....	17
3.3.1.2. Pulso Townsend.....	19
CAPÍTULO 4 – DESCRIÇÃO DO PROBLEMA ELETROMAGNÉTICO.....	21
4.1. ESTRUTURA DA BARRA ESTATÓRICA DE HIDROGERADORES.....	21
4.2. INTRODUÇÃO À PROPAGAÇÃO DOS PULSOS DE DESCARGAS PARCIAIS EM ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DE GERADORES.....	23
4.2.1. Aproximação por Linha de Transmissão.....	23

4.2.2. Aproximação por Guias de Onda Multicamadas.....	25
CAPÍTULO 5 – MODELAGEM DAS BARRAS ESTATÓRICAS DE HIDROGERADORES	
UTILIZANDO GUIAS DE ONDA.....	27
5.1. INTRODUÇÃO À MODELAGEM POR GUIAS DE ONDA.....	27
5.2. MODELAGEM POR GUIA DE ONDA DE PLACAS PARALELAS METÁLICAS CONDUTORAS PERFEITAS COM UMA CAMADA ENTRE ELAS.....	27
5.3. MODELAGEM POR GUIA DE ONDA DE PLACAS PARALELAS METÁLICAS CONDUTORAS PERFEITAS COM DUAS CAMADAS ENTRE ELAS.....	30
5.4. MODELAGEM POR GUIA DE ONDA MULTICAMADA.....	31
CAPÍTULO 6 – RESULTADOS E COMPARAÇÕES ENTRE OS GUIAS DE ONDA.....	
6.1. RESULTADOS E COMPARAÇÕES: GUIA DE ONDA IDEAL COM UMA CAMADA E DUAS CAMADAS INTERNAS.....	33
6.2. RESULTADOS E COMPARAÇÕES: GUIA DE ONDA IDEAL COM DUAS CAMADAS E GUIA DE ONDA MULTICAMADAS.....	34
CAPÍTULO 7 – ACOPLADOR ELETROMAGNÉTICO.....	
7.1. INTRODUÇÃO: APLICAÇÃO DA LINHA DE MICROFITA COMO ACOPLADOR DE DESCARGAS PARCIAIS DAS BARRAS ESTATÓRICAS.....	38
7.2. MATERIAL UTILIZADO NA CONSTRUÇÃO DA LINHA DE MICROFITA.....	38
7.3. SIMULAÇÃO DO ACOPLADOR.....	42
7.3.1. Pulso Rápido Baseado em [11].....	43
7.3.2. Pulso Lento Baseado em [11].....	45
CAPÍTULO 8 – TESTES E PROBLEMAS PRÁTICOS SOBRE A INSTALAÇÃO DA LINHA DE MICROFITA.....	
8.1. INTRODUÇÃO.....	48
CAPÍTULO 9 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	
9.1. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS: MODELAGEM POR GUIA DE ONDA.....	51
9.2. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS: UTILIZAÇÃO PRÁTICA DA LINHA DE MICROFITAS.....	51
APÊNDICE A – GUIA DE ONDA DE PLACAS METÁLICAS CONDUTORAS PERFEITAS COM DUAS CAMADAS ENTRE ELAS.....	
	53
APÊNDICE B – FORMULAÇÃO DO MÉTODO DA MATRIZ DE TRANSFERÊNCIA.....	
	56
APÊNDICE C – LINHA DE MICROFITA.....	
	64

APÊNDICE D – TEORIA SOBRE ACOPLADORES DIRECIONAIS.....	66
--	----

LISTA DE ABREVIACÕES

AM – Amplitude Modulada

CEPEL – Centro de Pesquisas de Energia Elétrica

CPqD – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações

DP – Descarga Parcial

FFT – *Fast Fourier Transform*

PEA – Pulso Exponencial Amortecido

RC – Rogowski Coil

RF – Rádio Frequência

SSC – Stator Slot Coupler

TE_z – Transversal Elétrico

TM_z – Transversal Magnético

RESUMO

Neste trabalho, tem-se como objetivo modelar as barras estatóricas de hidrogeradores por guias de onda multicamadas e estudar a aplicabilidade de um acoplador (sensor) para monitoramento das ocorrências de descargas parciais no interior dessas barras (mais precisamente, na sua camada isolante).

Para isso, inicia-se por uma abordagem conceitual do fenômeno de descargas parciais, na qual é mostrada a importância do monitoramento das mesmas para identificar os sintomas de fragilidade dielétrica dos materiais isolantes dessas barras. Posteriormente, realiza-se uma apresentação sobre os métodos de monitoramento das descargas parciais, analisam-se os sinais de pulsos elétricos produzidos por elas e seus parâmetros típicos.

Em seguida, estudam-se os modos de propagação de ondas eletromagnéticas produzidas pelas descargas parciais nas barras estatóricas de hidrogeradores, modelando-as por meio de guias de onda multicamadas.

Para finalizar, apresenta-se um modelo de acoplador eletromagnético ou sensor, formado por uma linha de microfita, enfocando a sua aplicabilidade no sistema de monitoramento dessas ondas eletromagnéticas.

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1. PROBLEMA: MODELAGEM DA BARRA ESTATÓRICA POR GUIAS DE ONDA MULTICAMADAS E CONSTRUÇÃO DE UM SENSOR DE DESCARGAS PARCIAIS

Neste trabalho, tem-se como objetivo modelar as barras utilizando guias de onda multicamadas e apresentar estudos teóricos e práticos para a construção de sensores de descargas parciais em barras estatóricas de hidrogeradores.

Baseando-se em pesquisas, conclui-se que a deterioração do enrolamento do estator é uma das causas predominantes das falhas em hidrogeradores. Por esse motivo, o monitoramento de descargas parciais nas barras estatóricas desses equipamentos assume grande importância, pois ocorrências intensas das mesmas são sintomas dessa deterioração. Adicionalmente, experiências indicam que as descargas ocorrem anos antes da falha, oferecendo tempo suficiente para planejar e executar as manutenções corretivas [1], [2].

A escolha da antena, que será abordada posteriormente, baseia-se em um sensor encontrado em [2], denominado de SSC (Stator Slot Coupler).

1.2. ESCOPO DO TRABALHO

Apresenta-se uma teoria inicial sobre as descargas parciais e alguns métodos de monitoramento encontrados em literaturas ou em uso. Posteriormente, estudam-se os parâmetros dos sinais dessas descargas parciais.

Em seguida, tem-se uma modelagem das barras estatóricas dos hidrogeradores por meio de guias de ondas. Com esses modelos, obtêm-se informações sobre a característica de dispersão desses guias. Mostra-se, também, que essas barras podem ser aproximadas por guias de ondas.

Por fim, tem-se um estudo sobre as características das linhas de microfita e a sua aplicabilidade como acoplador eletromagnético de descargas parciais.

CAPÍTULO 2 – DESCARGAS PARCIAIS EM HIDROGERADORES: TEORIA INICIAL E MÉTODOS DE MONITORAMENTO

2.1. TEORIA INICIAL SOBRE DESCARGAS PARCIAIS (DPs)

Descargas parciais são micro-descargas elétricas que tendem a ocorrer no interior de um sistema isolante, quando esse sistema é colocado entre dois condutores, submetendo-o a um campo elétrico de alta intensidade capaz de romper a sua rigidez dielétrica. De acordo com [3], a descarga parcial é uma descarga elétrica que, apenas parcialmente, rompe a isolação entre condutores. Ressalta-se, então, que as DPs não chegam a percorrer todo o caminho entre os condutores.

Fisicamente, as descargas parciais se caracterizam por um processo de ionização em ambiente gasoso no interior dos materiais dielétricos, causado por um campo elétrico intenso e localizado. A partir desse processo, diversos fenômenos físicos são gerados no local, tais como: pulsos eletromagnéticos conduzidos e irradiados, luminosidade, ruído acústico, acréscimo de temperatura e reações químicas.

Quando existe uma diferença de potencial entre os terminais de um dielétrico (ar, SF₆, óleo isolante, fenolite, resinas, vidros, etc.), podem ocorrer micro-descargas em parte desse dielétrico, nos pontos onde houver maior intensidade de campo elétrico ou onde a suportabilidade dielétrica for menor do que no restante do material isolante, como no caso de pequenas cavidades gasosas no interior de um isolante sólido.

No caso de dielétricos sólidos, essas descargas são produzidas pela ionização de pequenas cavidades de ar no interior do dielétrico; no caso dos líquidos, pela ionização de bolhas de gás no seu interior; no caso dos gases, pela ionização das moléculas de gás que se encontram nos pontos de maior potencial elétrico.

Em resumo, a ocorrência de descargas parciais nos sistemas isolantes dos equipamentos de alta tensão é um sintoma de sua fragilidade na suportabilidade dielétrica, cuja evolução pode vir a ocasionar graves conseqüências aos mesmos e, conseqüentemente, ao sistema elétrico interligado a eles.

Portanto, a detecção de descargas parciais ocorrendo no interior de um sistema isolante é de fundamental importância para se avaliar o estado operativo de praticamente todos os dielétricos utilizados em equipamentos de alta tensão.

A medição de descargas parciais se destina a verificar as atividades de micro-descargas no interior dos dielétricos e, se possível, quantificá-las. A importância dessa medição decorre do fato das descargas serem uma fonte contínua de deterioração do material isolante, modificando suas propriedades dielétricas.

Dependendo da intensidade das descargas parciais, a vida útil do material poderá ser reduzida drasticamente. Inclusive, um dos objetivos a que se propõe a medição dessas descargas é o de contribuir na determinação da relação entre as suas grandezas e a expectativa de duração útil do dielétrico e, se possível, definir a duração mínima dos equipamentos antes que seja necessária alguma intervenção.

2.2. FENÔMENOS CONSEQÜENTES À OCORRÊNCIA DAS DESCARGAS PARCIAIS

As descargas parciais são acompanhadas por várias manifestações físicas, entre elas: pulsos elétricos e pulsos de rádio frequência (RF), pulsos acústicos, luz, assim como reações químicas em gases de resfriamento, que pode ser o ar ou hidrogênio. As seguintes classificações, encontradas em [3], são um resumo de como algumas dessas manifestações podem ser mensuradas, servindo como meios de quantificar a atividade de descargas nas barras que formam o enrolamento do estator.

2.2.1. Medição de pulso elétrico

Pelo fato da descarga parcial envolver um fluxo de elétrons e íons ao longo de uma distância pequena e em um curto período de tempo, uma pequena corrente elétrica flui ao longo do enrolamento da máquina toda vez que ela ocorre. A corrente total será governada pelo transporte de certo número de cargas em picocoulomb. Esse fluxo de corrente elétrica cria uma tensão elétrica detectável.

Um dos meios de detectar essa descarga é medindo o pulso de pequena tensão que a acompanha ou o pulso de corrente resultante. Essas quantidades são medidas em circuitos remotos à descarga. Ressalta-se que no enrolamento ou na barra de um hidrogerador pode haver várias centenas de descargas por segundo; portanto, várias centenas de pulsos elétricos podem ser detectadas em cada segundo.

O pulso de tensão pode ser detectado por meio de capacitores de alta-tensão, que são normalmente conectados ao terminal fase ou no enrolamento. O capacitor tem uma alta impedância para a tensão de freqüência da potência, mas aparece como uma impedância baixa para pulsos de tensão de DP de alta-freqüência.

A saída dos capacitores são pulsos de tensão que podem ser medidos com um osciloscópio, analisador de espectro ou analisador de intensidade de pulso.

2.2.2. Medição de radiação de rádio freqüência (RF)

Em adição à criação de pulsos de tensão e de corrente no enrolamento do estator, a faísca de descarga também cria algumas ondas eletromagnéticas de rádio freqüência, que propagam para além do local da descarga. O distúrbio eletromagnético criado por uma DP tem freqüências de RF de 100 kHz para várias centenas de Megahertz. Rádios AM com uma antena apropriada podem então ser usados para captar a atividade de DPs. Algumas vezes, utilizando-se uma antena direcional de RF, pode-se localizar o ambiente da atividade de DP no interior do enrolamento do estator.

2.2.3. Inclinação do fator de potência

Pelo fato de cada descarga ser acompanhada pelas emissões acústicas e de rádio freqüência, assim como emissão de luz, segue-se que cada evento de DP absorve certa quantidade de energia. A energia dissipada no pulso de DP deve, então, ser suprida por alguma fonte de potência. Isto pode ser considerado como um aumento na perda dielétrica no enrolamento do estator.

Portanto, um meio indireto de medição da atividade total da descarga em uma bobina ou enrolamento é medir o fator de dissipação ou fator de potência da isolação

em baixa tensão (abaixo da tensão de iniciação da DP) e em alta tensão (quando a presença de qualquer DP irá aumentar as perdas dielétricas).

Uma grande inclinação do fator de potência ou fator de dissipação (o fator de potência em alta tensão menos o fator de potência em baixa tensão) pode ser um indicativo da severa atividade de DP no enrolamento. Porém, especialmente para enrolamentos ou barras com baixa inclinação do fator de potência, não se pode esperar uma correlação entre os valores dessa inclinação. Além disso, se a deterioração for restrita a um pequeno número de bobinas ou barras, a sua identificação fica comprometida. Em geral, o teste de inclinação do fator de potência é menos sensível a atividade de DP que o sensor de pulso elétrico e os métodos de RF, descritos anteriormente. O método pode apenas ser aplicado com o gerador fora de serviço.

2.2.4. Detecção de ozônio

Em máquinas resfriadas a ar, a presença de descargas na superfície das bobinas ou barras causa reações químicas no ar adjacente. Um dos produtos dessa reação química é o ozônio. A concentração do ozônio aumenta se houver atividade substancial de DP superficial (DP no interior da parede de aterramento da barra do estator ou adjacente aos condutores de cobre não criará ozônio mensurável). Existem vários meios de medição da concentração de ozônio, incluindo sensores eletrônicos. A concentração do ozônio é afetada pela temperatura, umidade do ambiente e do fluxo de ar, podendo também ser relacionada à carga da máquina e ao fator de potência.

2.2.5. Detecção acústica e ultra-sônica

Cada descarga parcial cria uma pequena “onda de choque”, causada pelo rápido aumento na temperatura do gás na sua vizinhança imediata. Essa pequena onda de choque, conseqüentemente, cria ruído acústico. Quando muitos pulsos de DPs estão ocorrendo na superfície das bobinas do estator, resulta-se em som detectável. O ruído acústico ocorre na faixa de freqüências de várias centenas de Hertz à acima de 150 kHz, com a maioria da energia acústica ocorrendo por volta de 40 kHz. Microfones

direcionais podem ser usados para medir o nível de som da descarga, assim como para localizar onde a DP superficial pode estar ocorrendo. Note que o ruído acústico não será detectado se a atividade de DP estiver no interior da parede de aterramento, a menos que a atividade seja especialmente alta.

2.3. DESCARGAS PARCIAIS EM HIDROGERADORES

A atividade de descargas parciais é, ao mesmo tempo, um sintoma dos defeitos (degradações) presentes nos sistemas de isolamento e um mecanismo que acelera a própria degradação [4].

A maioria dos defeitos causadores das DPs nos enrolamentos do estator é resultado da deterioração da sua isolamento. Dentre os fatores que contribuem para essa degradação, destacam-se: o sobre-aquecimento, o ataque químico do ambiente e a abrasão devido ao movimento excessivo da bobina nos terminais dos enrolamentos.

Sob a ação dessas agressões, a resina de mica-epóxi perde suas propriedades colantes e algumas bolsas de ar podem ser criadas no sistema de isolamento, permitindo que os condutores vibrem uns contra os outros. Isso leva ao desgaste da camada isolante e, conseqüentemente, ao surgimento das correntes de falta. Outro problema ocorre quando a poluição, parcialmente condutiva de umidade ou óleo, em combinação com a sujeira, deposita-se nas superfícies das bobinas, criando um caminho elétrico que, eventualmente, perfura a isolamento e gera as DPs.

Como aceleradoras do processo de envelhecimento, as descargas parciais no enrolamento do estator podem causar um dano consideravelmente grande no sistema de isolamento. Elas causam a erosão do material isolante no momento da faísca, carbonização, formação de ozônio e, até mesmo, ácidos nitrogênio-base através de reações químicas. Essa isolamento, embora constituída de mica, quando submetida às descargas parciais intensas e freqüentes, pode sofrer avarias ao longo do tempo.

O fenômeno de descargas parciais pode ocorrer:

1) dentro da isolação principal (chamadas de descargas internas), como resultado do surgimento de vazios causados pela perda ou incompleta cura do material de união (vide Figura 2.1).



Figura 2.1 – Deterioração, áreas de descargas internas.

2) na região onde a bobina sai da ranhura, devido à mudança de potencial ao longo da superfície da bobina entre a porção aterrada ao núcleo e a porção não aterrada. Vide Figura 2.2.

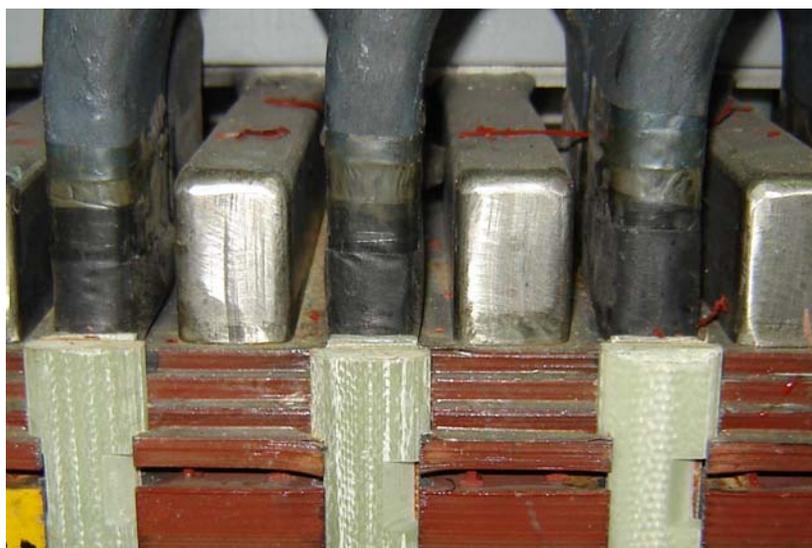


Figura 2.2 – Região de saliência da bobina.

3) na barra do estator, sendo que o mais comum é a ocorrência de descargas na junção entre o material isolante e a barra e no interior do dielétrico (Figura 2.3).

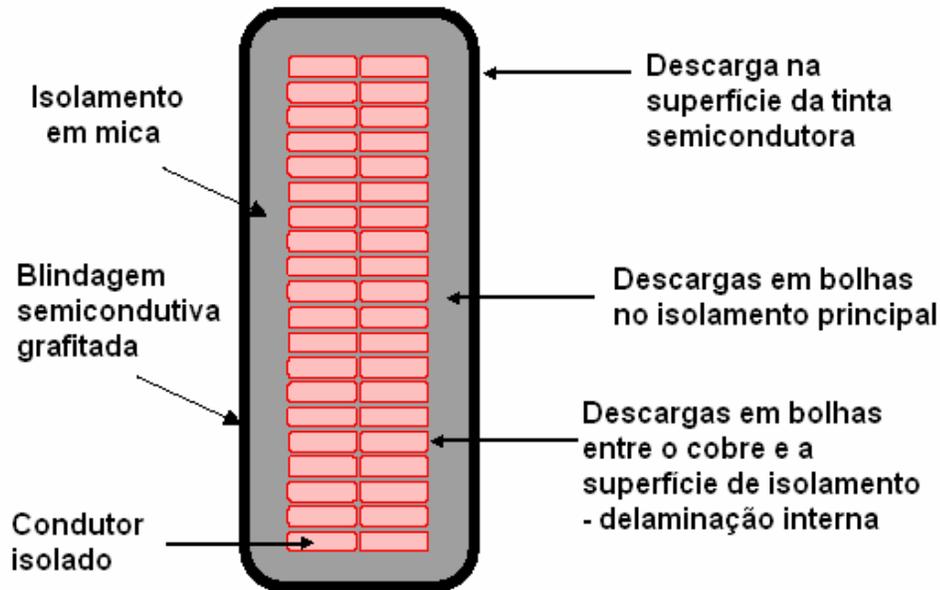


Figura 2.3 – Secção cruzada esquemática da barra do gerador e locais de descarga.

2.4. ALGUNS MÉTODOS DE MONITORAMENTO

As características do gerador e a atividade da descarga podem definir o tipo de sensor e a localização da sua instalação. A seguir, serão apresentados alguns dos principais sensores e sistemas de medição de descargas parciais.

2.4.1. Acoplador capacitivo

Os capacitores são usados como dispositivos acopladores para permitir a passagem de sinais de descargas parciais (pulsos de alta frequência) do ponto de detecção à entrada do equipamento de medição e filtrar a tensão de saída do gerador. A resposta em frequência real é função do capacitor e seu circuito associado.

Os acopladores capacitivos são capacitores de alta tensão com possibilidade de funcionamento acima da tensão nominal dos geradores.

Comercialmente, existem acopladores com capacitância de 80pF, 145pF ou 500pF. Na maioria das usinas brasileiras foram instalados acopladores de 80pF.

2.4.2. Acoplador no *slot* do estator (SSC – *Stator Slot Coupler*)

O SSC é, essencialmente, um acoplador eletromagnético direcional, uma tecnologia bem conhecida no campo de micro-ondas. Porém, a aplicação como sensor de descargas em máquinas rotativas ainda é restrita.

O acoplador é, como o nome sugere, localizado no *slot* do estator do gerador. Essa posição oferece uma localização ótima para detecção confiável de DP em máquinas, pois o detector está o mais próximo possível das fontes de DP.

O SSC consiste de um plano de terra e uma linha sensora com cabos coaxiais em cada extremidade da saída (Figura 2.4). Assim, toda vez que uma onda eletromagnética (por exemplo, um pulso de DP) se propagar ao longo do SSC, próximo à linha sensora, ele produz um pulso de saída em cada extremidade.

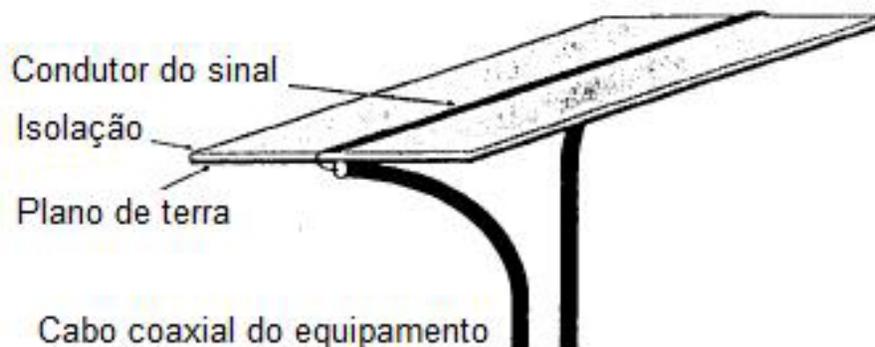


Figura 2.4 – Esquema simplificado do SSC.

A impedância característica do SSC é, geralmente, de 50 ohms, casando com a impedância dos cabos coaxiais de saída padrão utilizados em medidores. A presença das duas saídas permite determinar a direção de propagação do pulso de DP e, talvez,

a sua localização. Isso é possível usando uma instrumentação capaz de medir em qual extremidade do SSC é detectado o primeiro sinal.

As considerações físicas da DP em vazios no interior de um dielétrico sólido, juntamente com estudos da propagação do pulso em determinados sistemas, sugerem que pulsos de DPs são fenômenos temporais extremamente rápidos. Tempos de subida da ordem de nanosegundos e larguras de pulso da ordem de dezenas de nanosegundos podem ser esperados de uma componente da descarga parcial. Essas componentes de alta frequência do sinal de descarga são atenuadas consideravelmente ao se propagarem no enrolamento estatórico.

Como resultado, é altamente provável que a DP detectada por um acoplador, que responde preferencialmente para componentes de alta frequência, será relativamente localizada no espaço. Isso é uma propriedade desejável, visto que ela auxiliará na rejeição dos ruídos oriundos de localizações remotas.

A principal vantagem do SSC é a sua habilidade em produzir pulsos de respostas significativamente diferentes para a DP e para o ruído elétrico, permitindo a rejeição desse ruído. Isso se deve aos efeitos naturais de filtragem do enrolamento do estator, onde todos os pulsos não devido à descarga têm uma largura de pulso que excede 20 ns [2]. Logo, os ruídos mais comuns, causados pela escova e arcos nos terminais, criam pulsos de tensão com duração relativamente longa quando comparados com os sinais de descargas parciais.

2.4.3. Sensor indutivo

Em [5], tem-se o desenvolvimento de uma técnica de detecção e localização de DPs em máquinas rotativas de grande porte. Nessa técnica, o enrolamento do estator com (n) bobinas é equipado com $(n+1)$ sensores indutivos, posicionados no topo das barras, como mostra a Figura 2.5. Como resultado, todas as bobinas do estator estão situadas entre dois sensores e a medição de DP pode, então, ser realizada em cada bobina individualmente. Assim, a bobina onde a DP se originou é identificada por meio da direção de propagação do sinal elétrico em cada sensor. Complementarmente, uma nova técnica de separação e rejeição do sinal de DP do ruído é utilizada. As medições

são controladas por um computador e os valores das DPs, relacionados com cada enrolamento, são documentados para futuros usos e análises.

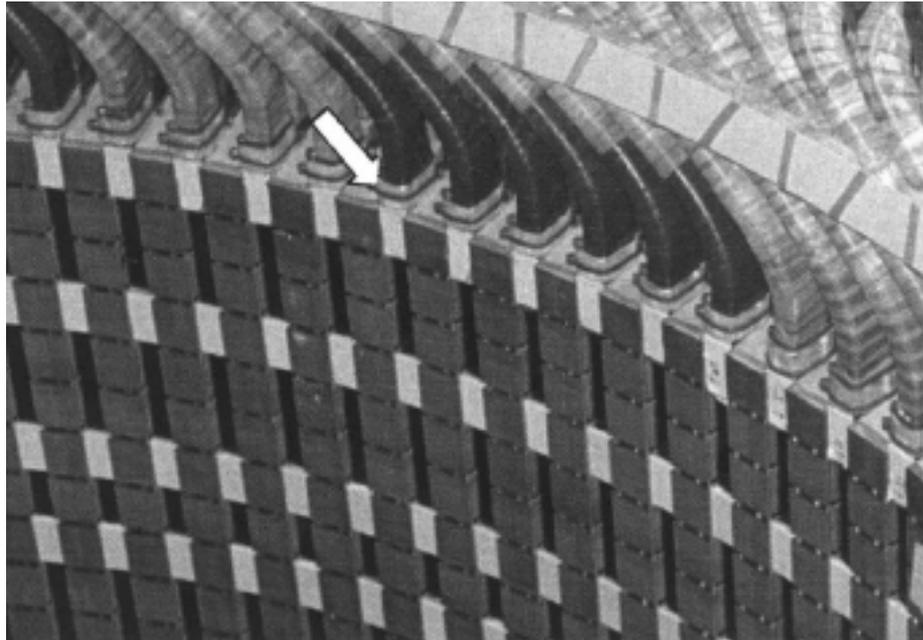
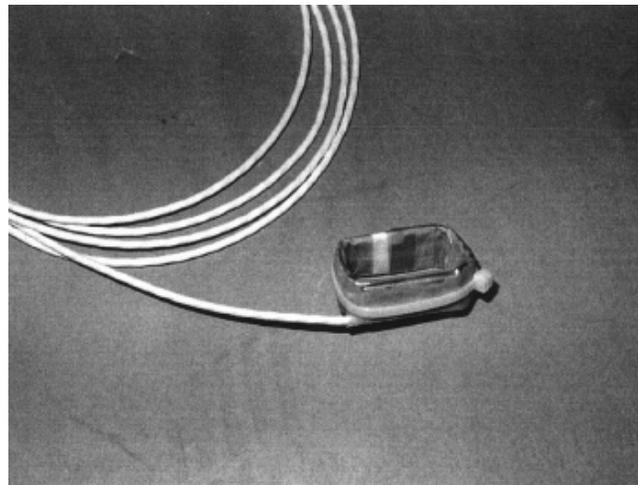
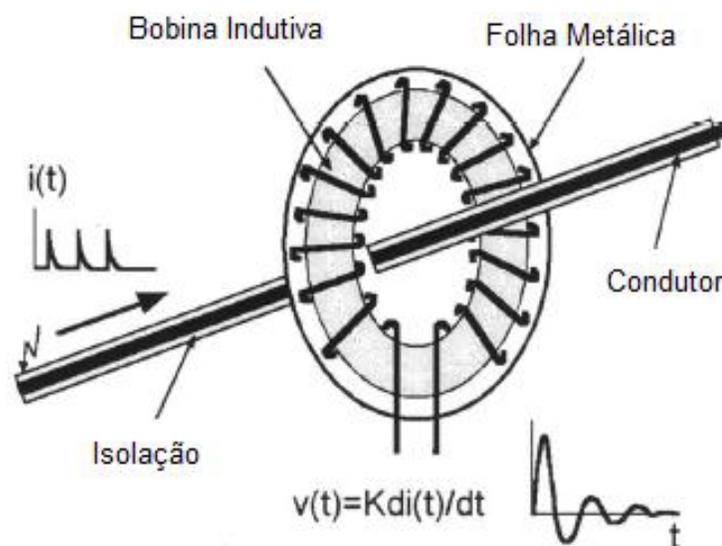


Figure 2.5 – Sensores indutivos instalados no topo das barras de um hidrogerador de 10 MVA, 11kV.

Os sensores indutivos, chamados de *Rogowski Coil* (RC), têm sido desenvolvidos para o uso em máquinas rotativas convencionais (vide Figuras 2.6a e 2.6b). O sensor é constituído, basicamente, por uma bobina indutiva, que é enrolada sobre um núcleo de material não-magnético, geralmente, o plástico pela sua flexibilidade. O sensor tem aproximadamente 2 a 3 mm de espessura, 30 a 40 mm de largura e com um comprimento que depende das dimensões da barra do estator sobre o qual o sensor é instalado. O número de voltas da bobina depende da indutância desejada. Para prevenir a interferência de campos magnéticos, o sensor é coberto por uma folha de metal conectada ao protetor do cabo, que é normalmente aterrado. Para evitar ruído em modo comum, o cabo do sensor é duplamente protegido e os fios do sinal são formados por condutores duplos torcidos.



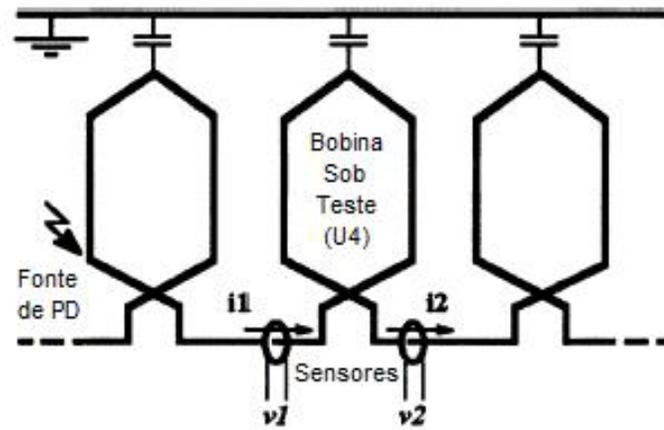
(a)



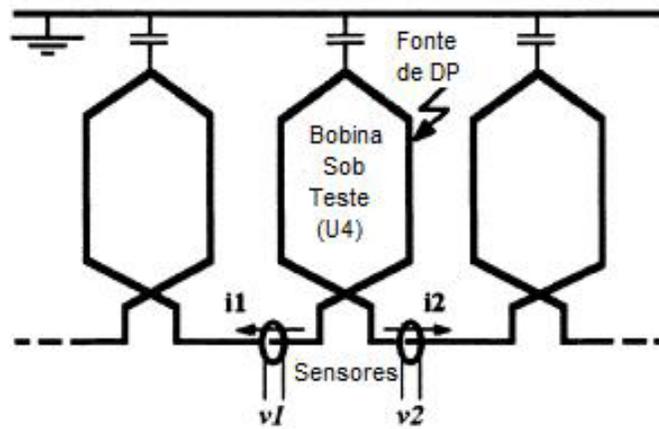
(b)

Figura 2.6 – Sensor indutivo desenvolvido. a, fotografia; b, esquema de construção e funcionamento.

O princípio para identificar o local de origem da DP (interna ou externa à bobina em teste) é explicado pelo esquema mostrado na Figura 2.7. Nesta, mostra-se a bobina sob teste (nomeada de U4), elucidando os dois casos possíveis: (a) a fonte de DP vinda fora do objeto de teste e (b) a fonte de DP interna a bobina sob teste.



(a)



(b)

Figura 2.7 – Esquemas representando a bobina sob teste. a, fonte de pulso situada fora de U4; b, o interior de U4 como fonte de DP.

CAPÍTULO 3 – ANÁLISE DE SINAIS ELETROMAGNÉTICOS PRODUZIDO POR DESCARGAS PARCIAIS

3.1. ANÁLISE DE SINAIS DE DESCARGAS PARCIAIS

Existem duas formas mais usual de monitoramento e análise das descargas parciais: fase relacionada e resolução no tempo [6]. Ressalta-se que, nesse trabalho, aborda-se somente a segunda forma, ou seja, resolução no tempo, pois esta oferece detalhes sobre a forma do pulso de descarga.

3.2. PARÂMETROS DE DESCARGA PELA RESOLUÇÃO NO TEMPO

A fim de preservar a forma do pulso da descarga parcial e relacioná-la com o processo de propagação da mesma, apenas a análise na resolução do tempo é abordada nesse trabalho, conforme mencionado anteriormente.

Tendo os sinais no domínio do tempo, podem-se analisar alguns parâmetros característicos dos pulsos elétricos das descargas parciais. Após encontrar as características mais predominantes, realiza-se um estudo dos sinais de DPs no domínio da frequência. Nesse domínio, é possível verificar em qual faixa de frequências as suas componentes ocupam.

3.2.1. Tipos básicos de pulso de descargas parciais

Em investigações sobre as formas dos pulsos de DP em cavidades presentes entre superfícies sólidas dielétricas, é possível perceber que a forma do pulso exibe uma dependência com a sobre-tensão e o comprimento da cavidade. Enquanto que a amplitude do pulso aumenta com a sobre-tensão ao longo da cavidade, a largura do pulso aumenta com o diâmetro da mesma, visto que o tempo necessário para os íons atravessarem a distância inter-eletrodo é maior.

Além disso, os pulsos de descarga em cavidades pequenas podem ser classificados em duas categorias, nomeados por descargas tipo *Townsend* e descargas tipo *Streamer*, termos que se encontram em [7].

O primeiro tipo se caracteriza por uma intensidade pequena e duração relativamente longa, como resultado da sua característica atrasada do final de pulso, devido à corrente de íons. O último é relativamente estreito, com tempos de subida mais rápidos e maiores amplitudes do sinal, tendendo a prevalecer sob condições de altas sobre-tensões por meio da cavidade de ar, por exemplo.

Embora os autores empreguem essa nomenclatura e classificação dos pulsos, não existe um consenso determinando o limiar de um tipo ou outro.

3.2.2. Teoria geral sobre os parâmetros de descargas parciais

A seguir, expõem-se alguns parâmetros dos pulsos de descargas obtidos em referências. Visa-se, com isso, comparar e adotar alguns modelos que representam as características médias dos sinais da descarga parcial.

Antecipadamente, pode-se afirmar que não se encontra um consenso entre os trabalhos. Segundo [8], essas variações dos parâmetros dos sinais se devem por vários fatores, tais como:

- 1) diferentes sistemas de medição empregados, com diferentes larguras de banda e tipos de detectores.
- 2) não padronização da calibração, gerando pulsos de amplitude não padronizada.
- 3) deformação dos pulsos durante a propagação em um meio complexo, impedindo a captação ou recuperação do sinal original de DP.

3.3. ANÁLISE ESPECTRAL DE FOURIER

A partir de alguns pulsos modelo de DPs, realiza-se a transformada de Fourier, a fim de visualizar as suas componentes no domínio da frequência. Essa transformada é obtida com o Matlab, por meio da transformada FFT (*Fast Fourier Transform*), que é a versão discreta da transformada de Fourier contínua.

O pulso representativo da descarga parcial no domínio do tempo é aproximado por funções matemáticas.

3.3.1. Aproximação do pulso de descarga por funções matemáticas

É possível aproximar a forma do pulso de corrente de uma DP por meio de uma soma de exponenciais, gerando-se o pulso exponencial amortecido (PEA). Essa aproximação matemática é dada por

$$PEA(t) = A(e^{-t/t_1} - e^{-t/t_2}), \quad t \geq 0 \quad (3.1)$$

na qual, A é o parâmetro que ajusta o valor de pico do pulso representativo de descarga, t_1 e t_2 são os coeficientes que ajustam os parâmetros característicos, como o tempo de subida (t_r) e a largura do mesmo (t_w), e t é o tempo.

A fim de realizar um estudo amplo dos diversos tipos de sinais encontrados em literaturas, abordam-se os dois tipos extremos de pulsos, ou seja, o pulso *Streamer* (com tempo de subida rápido e duração curta) e o pulso *Townsend* (com tempo de subida lento e duração longa).

3.3.1.1. Pulso *Streamer*

O primeiro caso é um pulso *Streamer*, representado na Figura 3.1, com tempo de subida em sub-nanosegundos (aproximadamente 400 ps) e duração de 2 a 3 ns. Esses parâmetros aproximados são encontrados em [9] - [11].

A amplitude desse pulso é escolhida arbitrariamente. Isso é possível, visto que se trata de uma variável muito influenciada pelo ganho do sistema de medição e, como mencionado, não existe uma padronização. Além disso, a escolha do valor da amplitude não altera o espectro normalizado.

O espectro do referido pulso é mostrado na Figura 3.2, na qual o eixo vertical representa a atenuação normalizada. Verifica-se, que as componentes ultrapassam 1 GHz, embora com uma atenuação de aproximadamente -22 dB.

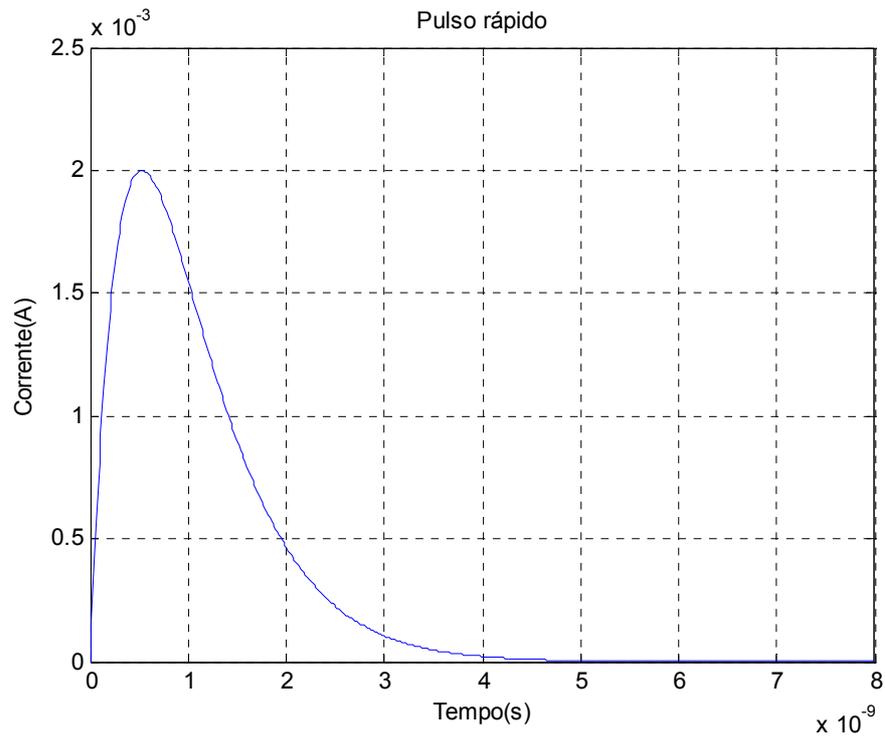


Figura 3.1 – Pulso rápido simulado de descarga [11].

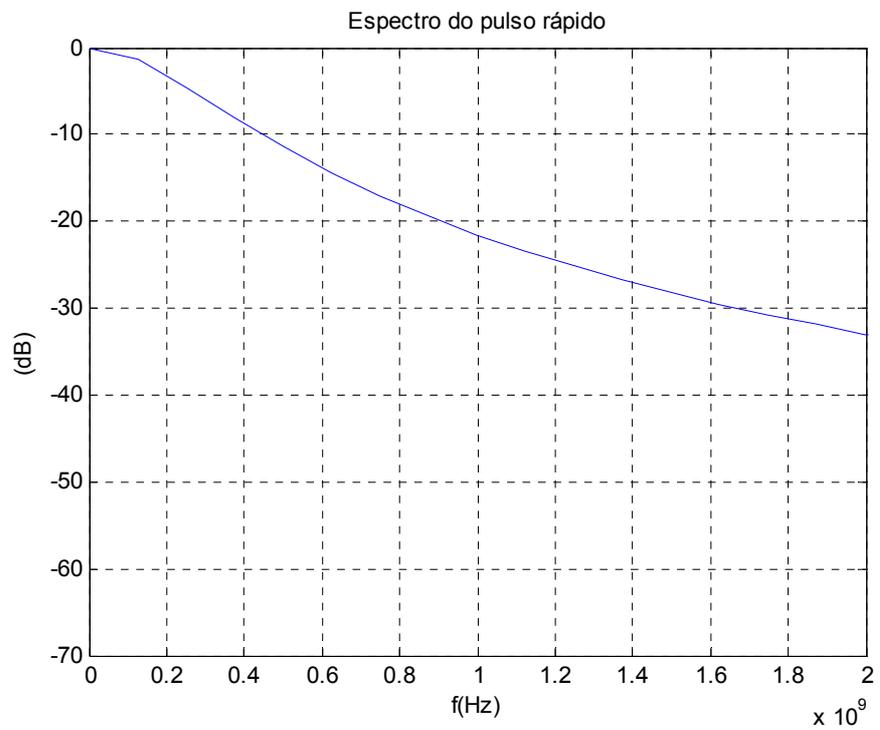


Figura 3.2 – Espectro normalizado do pulso da Figura 3.1.

3.3.1.2. Pulso *Townsend*

O segundo caso é um pulso *Townsend*, representado na Figura 3.3, com tempo de subida de aproximadamente 7 ns e duração de algumas dezenas de nanosegundos (20 ns). Esses valores aproximados são encontrados em [11] e [12].

Pelas mesmas razões mencionadas no item anterior, o valor da amplitude do pulso é escolhido de maneira arbitrária.

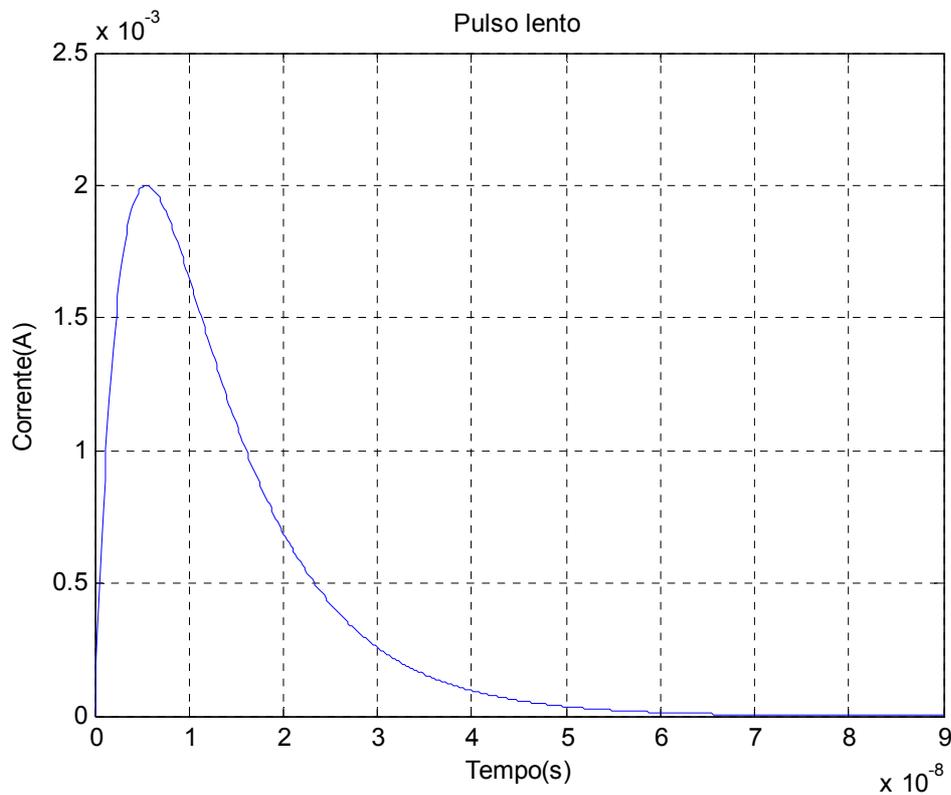


Figura 3.3 – Pulso lento simulado de descarga [11].

O espectro normalizado do referido pulso é mostrado na Figura 3.4. Verifica-se que, da mesma forma, as componentes passam de 1 GHz. Porém, é notável a maior atenuação relativa, comparada com o espectro do pulso rápido.

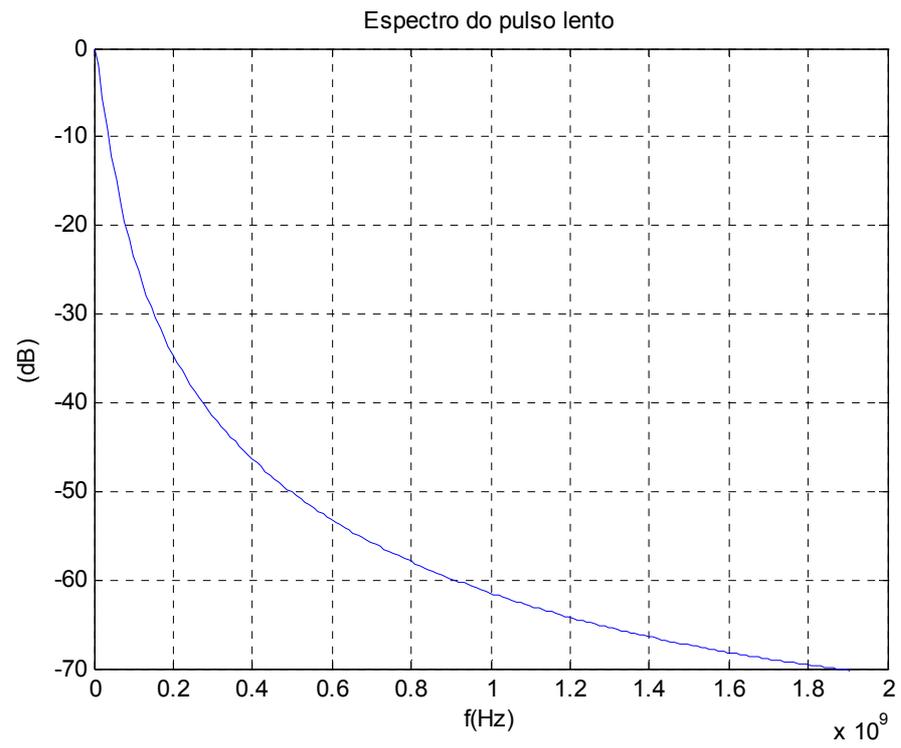


Figura 3.4 – Espectro normalizado do pulso da Figura 3.3.

CAPÍTULO 4 – DESCRIÇÃO DO PROBLEMA ELETROMAGNÉTICO

4.1. ESTRUTURA DA BARRA ESTATÓRICA DE HIDROGERADORES

Nesse capítulo, objetiva-se apresentar alguns modelos matemáticos utilizados para estudar a propagação de ondas eletromagnéticas geradas pelas descargas parciais nas barras estatóricas de hidrogeradores.

Com algumas variações em função do fabricante ou de projetos específicos, como, por exemplo, o da hidrelétrica de Itaipu, onde condutores vazados transportam água para a refrigeração, as barras confeccionadas nas últimas três décadas apresentam uma configuração básica semelhante.

Na Figura 4.1, tem-se a estrutura estatórica real em processo de construção.



Figura 4.1 – Estrutura do estator em construção.

Geralmente, as barras estatóricas são construídas conforme a estrutura mostrada na Figura 4.2 ou, de outra maneira, como mostrada na Figura 4.3. Em ambas as figuras, observam-se as dimensões longitudinais das barras e as suas

seções transversais, com a formação dos condutores internos em barras retangulares de cobre, isoladas entre si. As barras mostradas nas Figuras 4.2 ou 4.3 correspondem às barras verticais (em cor cinza), mostradas na Figura 4.1.

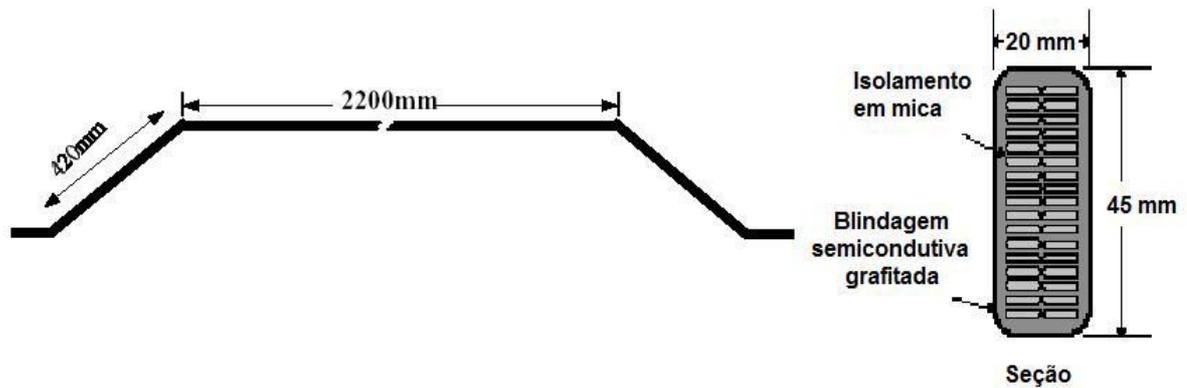


Figura 4.2 – Desenho esquemático de um barramento típico de um hidrogerador – Modelo A.

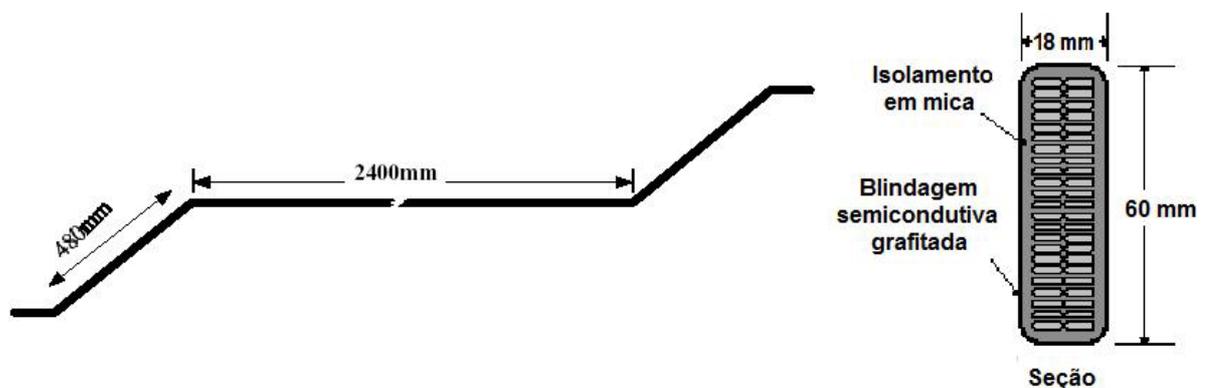


Figura 4.3 – Desenho esquemático de outro barramento estático típico de hidrogerador – Modelo B.

A secção e o número de condutores variam levemente entre os fabricantes, como se nota pela Figura 4.4, para uma mesma capacidade de corrente, mas o que difere significativamente são o sistema de isolamento e as técnicas industriais de preparação. Os materiais dielétricos, quase sempre são constituídos por mica, fibra-de-vidro, resinas sintéticas e elastômeros de silicone. A diferença entre as duas

barras, mostradas na Figura 4.4, é a presença de tubos de refrigeração (barra do lado esquerdo) ou a ausência desses tubos (barra do lado direito). Nesse trabalho, estuda-se a barra sem os citados tubos de refrigeração.

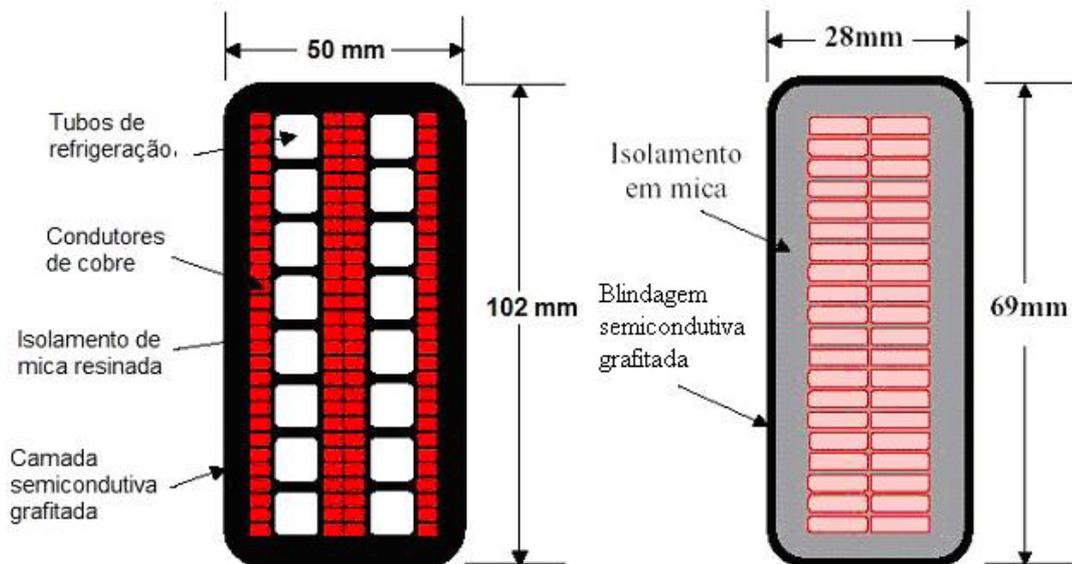


Figura 4.4 – Formas típicas da seção transversal das barras ou barramentos.

4.2. INTRODUÇÃO À PROPAGAÇÃO DOS PULSOS DE DESCARGAS PARCIAIS EM ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DE GERADORES

Segundo [13], o fenômeno de ondas viajantes nos enrolamentos do estator não é algo de conhecimento recente. Porém, a estrutura dos enrolamentos, os acoplamentos mútuos entre as bobinas e as seções de sobressalência tornam o modo de propagação da onda relativamente complexo.

4.2.1. Aproximação por Linha de Transmissão

Encontram-se, em estudos teóricos, que em frequências menores (abaixo de 300 kHz), o sistema do enrolamento do estator pode ser, aproximadamente, representado por uma linha de transmissão, sendo que cada barra possui um valor de indutância e capacitância associadas [13].

Para análises de transiente eletromagnético, o enrolamento do estator é, basicamente, dividido em duas partes: barras do estator no slot e nas conexões de sobressalência, como pode ser visto na Figura 4.5.

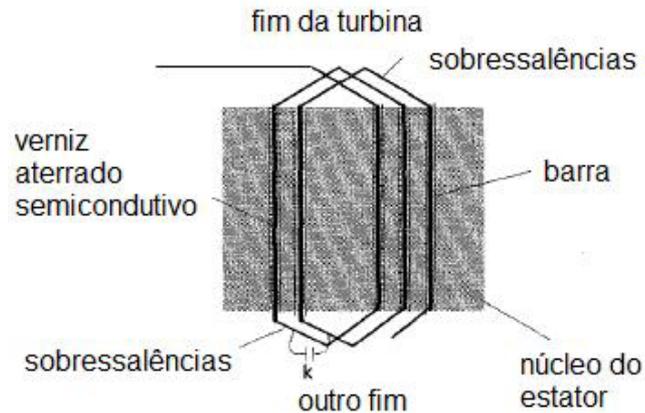


Figura 4.5 – Configuração das sobressalências e das barras de um gerador.

Devido ao núcleo de aço e à camada condutiva, as barras possuem indutâncias relativamente altas em baixas frequências e capacitâncias grandes para aterramento. A capacitância de acoplamento entre as barras do estator em *slots* diferentes é reduzida significativamente pela proteção de aterramento e pelo núcleo. Uma barra nessa situação é bastante similar a um cabo coaxial com proteção aterrada, exceto pela existência do núcleo de ferro.

Nas seções de sobressalência, existe uma capacitância de acoplamento entre as extremidades das conexões. Embora as capacitâncias sejam pequenas, em frequências maiores, elas podem ter um efeito significativo sobre os pulsos viajantes no enrolamento. Considerando as capacitâncias de acoplamento e as características da linha de transmissão, um circuito equivalente é apresentado na Figura 4.6.

No circuito da Figura 4.6, k é a capacitância equivalente entre os condutores de sobressalência e C é a capacitância equivalente da sobressalência para o aterramento. T significa o lado do estator e A representa o outro lado do gerador.

Nota-se que em baixas frequências, a capacitância de sobressalência tem impedância maior do que aquela das barras e pode ser desconsiderada. A parte

restante do circuito seria apenas um “cabo” com núcleo envolvido, possuindo características de uma linha de transmissão.

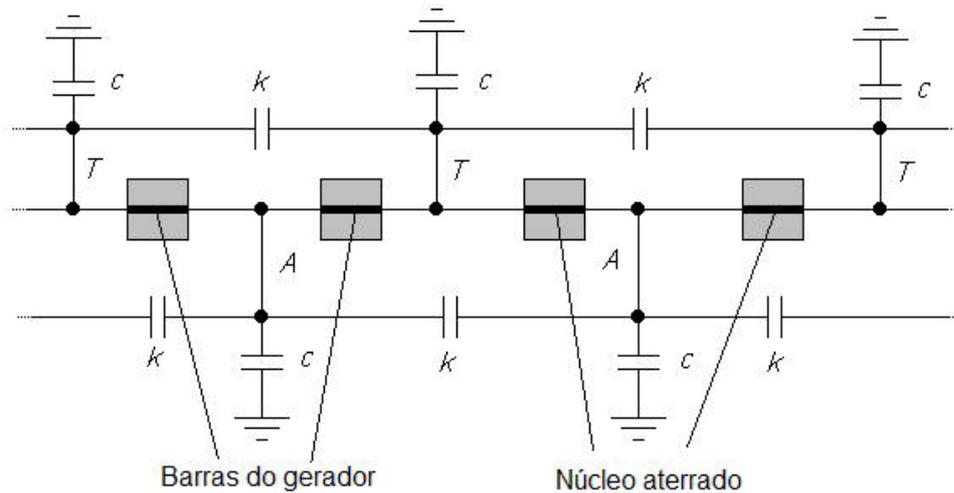


Figura 4.6 – Um circuito equivalente para enrolamentos do estator do gerador.

4.2.2. Aproximação por Guias de Onda Multicamadas

Para realizar um estudo eletromagnético da propagação do pulso em altas frequências, a aproximação da barra estática de hidrogeradores por linha de transmissão não é muito apropriada, pois o sinal irradiado pelas descargas parciais sofre grande atenuação nessas frequências.

Objetivando desenvolver uma análise alternativa, faz-se uma abordagem da propagação de ondas eletromagnéticas por meio de guias de onda de placas paralelas. Essa metodologia é explicada esquematicamente na Figura 4.7, na qual as direções das coordenadas adotadas na análise da propagação também estão mostradas. Como se observa, a blindagem externa de material magnético, a pintura semicondutiva, a camada dielétrica e os condutores de alta tensão da barra estática podem ser modelados por guias de onda multicamadas.

Devido às grandes dimensões laterais (direção y e z), proporcionalmente comparadas com a altura do guia (direção x), considera-se que esse guia multicamadas possui dimensões laterais infinitas.

Visa-se, dessa maneira, compreender o comportamento da onda eletromagnética viajante no sistema de isolamento da barra estatórica. Assim, os capítulos seguintes exploram essa forma de modelagem da barra, abordando os modos de propagação de descargas nessas estruturas guiadas.

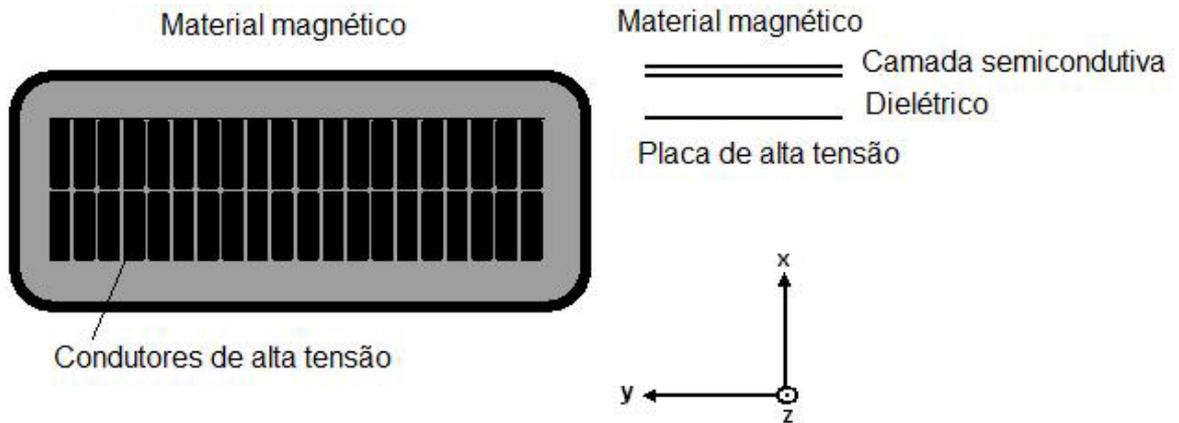


Figura 4.7 – Aproximação da seção da barra estatórica por guias de onda multicamadas.

CAPÍTULO 5 – MODELAGEM DAS BARRAS ESTATÓRICAS DE HIDROGERADORES UTILIZANDO GUIAS DE ONDA

5.1. INTRODUÇÃO À MODELAGEM POR GUIAS DE ONDA

Inicialmente, utilizam-se dois modelos simplificados, representados por guias de onda de placas metálicas paralelas condutoras perfeitas. Primeiramente, considera-se apenas uma camada dielétrica situada entre essas placas. Posteriormente, considera-se a existência de duas camadas entre as mesmas, formadas pelos seguintes materiais: um dielétrico sem perdas e uma camada semicondutora com perdas.

Estes modelos simplificados servem de validação e comparação para uma modelagem mais real da barra, representada por um guia de onda multicamadas. Esse guia é constituído por: uma camada metálica com perdas, uma camada dielétrica (mica-epóxi), uma camada semicondutora e uma camada de material magnético com perdas. A partir da teoria da matriz de transferência (Apêndice B), obtém-se a equação de dispersão desse guia.

5.2. MODELAGEM POR GUIA DE ONDA DE PLACAS PARALELAS METÁLICAS CONDUTORAS PERFEITAS COM UMA CAMADA ENTRE ELAS

Inicia-se a análise utilizando um guia de onda com uma camada dielétrica sem perdas situada entre duas placas metálicas paralelas com condutividade infinita, conforme mostrada na Figura 5.1.

Baseando-se na teoria sobre descargas parciais, a Figura 5.1 mostra uma cavidade fechada de ar (bolha de ar) no sistema de isolamento da barra estatórica, sujeita a um potencial elétrico.

Começa-se, então, com as equações de Maxwell, dadas por:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} \quad (5.1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\vec{M} - j\omega\mu\vec{H} , \quad (5.2)$$

nas quais:

\vec{H} : vetor intensidade de campo magnético (Ampère/metro);

\vec{J} : densidade de corrente elétrica (Ampère/metro²);

ω : freqüência angular (radiano/segundo);

\vec{E} : vetor intensidade de campo elétrico (Volt/metro);

\vec{M} : densidade de corrente magnética (Volts/metro²);

ϵ : permissividade elétrica (Faraday/metro);

μ : permeabilidade magnética (Henry/metro).

Ressalta-se que esse guia, apresentado na Figura 5.1, possui secção cruzada uniforme, sem objetos de espalhamento, cujo interior possui uma camadas com espessura d e se estende de $-\infty$ a ∞ nas direções y e z .

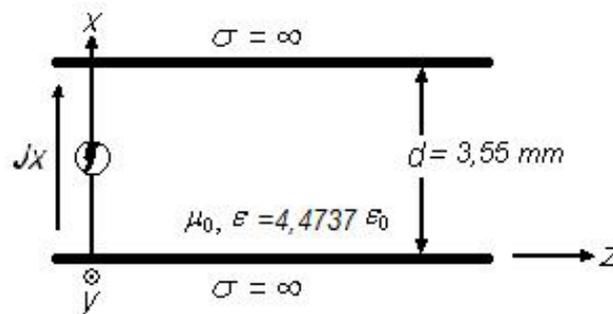


Fig. 5.1. Guia de onda de placas metálicas paralelas condutoras perfeitas com uma camada de dielétrico sem perdas.

Expandindo-se essas equações em coordenadas cartesianas e agrupando-as em dois conjuntos, seguem:

Conjunto 1: TM_z

$$(\nabla_{xz}^2 + k^2)H_y = j\omega\epsilon_0 M_y + \frac{\partial J_z}{\partial x} - \frac{\partial J_x}{\partial z} \quad (5.3)$$

$$E_x = -\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\frac{\partial H_y}{\partial z} + J_x \right) \quad (5.4)$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - J_z \right), \quad (5.5)$$

na qual a constante de propagação é:

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon. \quad (5.6)$$

Conjunto 2: TE_z

$$(\nabla_{xz}^2 + k^2)E_y = j\omega\mu_0 J_y - \frac{\partial M_z}{\partial x} + \frac{\partial M_x}{\partial z} \quad (5.7)$$

$$H_x = \frac{1}{j\omega\mu_0} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - M_x \right) \quad (5.8)$$

$$H_z = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} + M_z \right). \quad (5.9)$$

Ressalta-se que as fontes M_y , J_x e J_z excitam os conjunto TM_z (conjunto cujas componentes dos campos magnéticos são transversais à direção de propagação z), enquanto que as fontes J_y , M_x e M_z excitam o conjunto TE_z (conjunto cujas componentes dos campos elétricos são transversais à direção de propagação z).

Levando-se em consideração que as descargas parciais resultam em fontes de corrente direcionadas para o maior gradiente de tensão (no caso, na direção x), tem-se como fonte de excitação apenas a densidade de corrente na direção x , J_x . Conseqüentemente, serão considerados somente os campos TM_z , visto que as fontes para os campos TE_z são nulas.

Com essa informação, as análises sobre os demais modelos de guias de onda serão direcionados somente para o modo TM_z .

Aplicando as condições de contorno para as componentes tangenciais em $x=0$ e $x=d$, tem-se a seguinte equação de dispersão:

$$k_z^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon - \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2, \quad (5.10)$$

nas quais:

- μ_0 : permeabilidade magnética do espaço livre (Henry/metro);
- d : distância entre as placas metálicas paralelas do guia de onda (metro);
- n : número inteiro igual ao número de meios ciclos de senos ou cossenos na direção x dos campos eletromagnéticos. $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

5.3. MODELAGEM POR GUIA DE ONDA DE PLACAS PARALELAS METÁLICAS CONDUTORAS PERFEITAS COM DUAS CAMADAS INTERNAS ENTRE ELAS

Nesse tópico, considera-se a propagação de ondas eletromagnéticas em um guia de onda de placas paralelas metálicas condutoras perfeitas com duas camadas entre elas. Admite-se que esse guia possui secção cruzada uniforme, sem objetos de espalhamento, cujo interior possui duas camadas com espessuras d_1 e d_2 , respectivamente, e estendendo de $-\infty$ a ∞ nas direções y e z , como mostrada na Figura 5.2.

Utilizando o desenvolvimento analítico do Apêndice A, a equação de dispersão do guia de onda da Figura 5.2 é dada por:

$$\frac{\gamma_1}{\varepsilon_1} \operatorname{tg}(\gamma_1 d_1) + \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \operatorname{tg}(\gamma_2 d_2) = 0. \quad (5.11)$$

na qual:

$$\gamma_i = \pm \sqrt{k_z^2 - \omega^2 \mu_i \varepsilon_i}, \quad i = 1, 2.$$

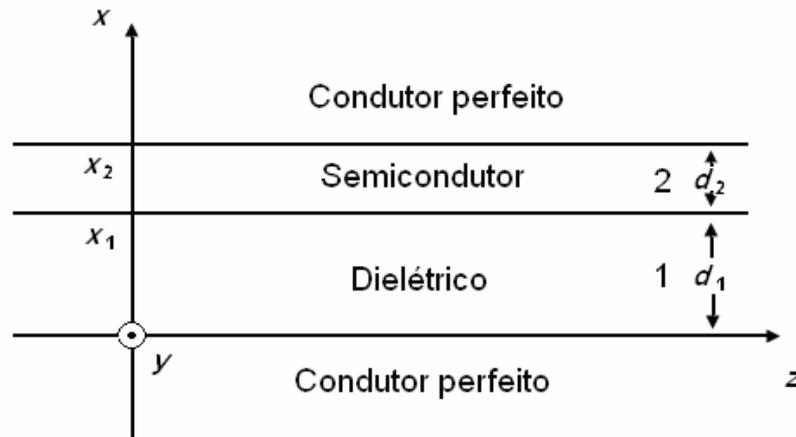


Fig. 5.2. Guia de onda de placas metálicas paralelas condutoras perfeitas com uma camada dielétrica e uma camada semicondutora com perdas.

5.4. MODELAGEM POR GUIA DE ONDA MULTICAMADA

Neste trabalho, propõe-se empregar um guia multicamadas para analisar o modo TM_z das ondas eletromagnéticas guiadas no interior das barras estáticas de hidrogenadores. Uma generalização dessa estrutura multicamadas é mostrada na Figura 5.3.

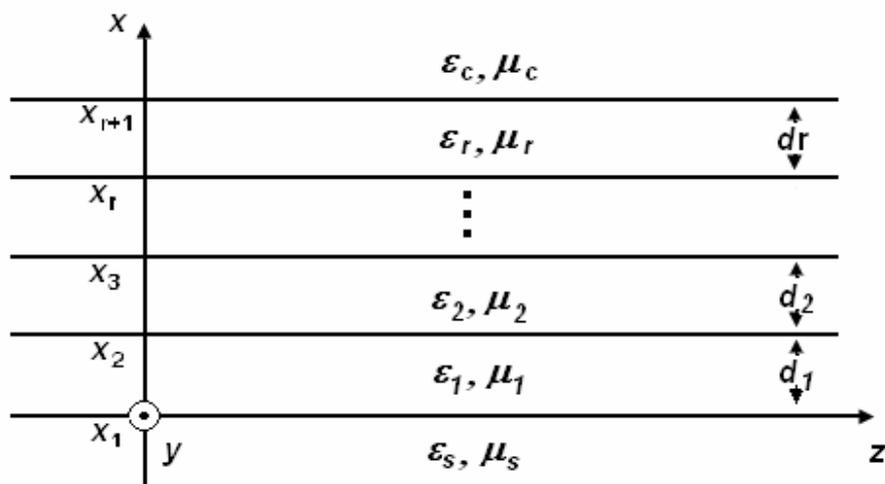


Fig. 5.3. Modelo geral de guia de onda multicamada.

Emprega-se o método da matriz de transferência para solucionar o problema proposto (Apêndice B). Essa formulação constitui-se em uma das principais ferramentas para a análise de guias com multicamadas [14], pois permite formular a equação de dispersão dessas estruturas. Posteriormente, utiliza-se o método de Newton para encontrar as soluções das equações de dispersão. Apesar do método de Newton exigir a forma analítica da derivada da equação de dispersão, opta-se pela precisão que ele oferece.

A partir do Apêndice B, encontra-se a equação de dispersão, dada por:

$$F(k_z) = -j \left(\frac{\gamma_S}{\varepsilon_{rS}} m_{11} + \frac{\gamma_C}{\varepsilon_{rC}} m_{22} \right) - m_{21} + \frac{\gamma_S}{\varepsilon_{rS}} \frac{\gamma_C}{\varepsilon_{rC}} m_{12} = 0 \quad (5.12)$$

na qual $\gamma_S = \pm \sqrt{k_z^2 - \omega^2 \mu_S \varepsilon_S}$ e $\gamma_C = \pm \sqrt{k_z^2 - \omega^2 \mu_C \varepsilon_C}$.

As raízes de (5.12), obtidas para $Re[F(k_z)]$ e $Im[F(k_z)]$ iguais a zero, definem as constantes de propagação complexas k_z .

As variáveis m_{11} , m_{12} , m_{21} e m_{22} são obtidas pela seguinte equação:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} H_{yS}(x_1) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zS}(x_1) \end{pmatrix} &= M_1 M_2 M_3 \dots M_r \begin{pmatrix} H_{yC}(x_{r+1}) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zC}(x_{r+1}) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{yC}(x_{r+1}) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zC}(x_{r+1}) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.13)$$

na qual

$$M_i = \begin{pmatrix} \cos(k_i d_i) & -\frac{j \varepsilon_{ri}}{k_i} \text{sen}(k_i d_i) \\ -j \frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \text{sen}(k_i d_i) & \cos(k_i d_i) \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

são as matrizes de transferência para todas as r camadas tendo espessura d_i .

CAPÍTULO 6 – RESULTADOS E COMPARAÇÕES ENTRE OS GUIAS DE ONDA

6.1. RESULTADOS E COMPARAÇÕES: GUIA DE ONDA IDEAL COM UMA CAMADA E DUAS CAMADAS INTERNAS

Considera-se que o guia mostrado na Figura 5.1 é constituído por uma camada dielétrica com permissividade elétrica relativa (ϵ_r) igual a 4,4737 e espessura d igual a 3,55 mm.

No guia de onda mostrado na Figura 5.2, considera-se que a camada dielétrica tem permissividade relativa (ϵ_{r1}) igual a 4 e a camada semicondutora tem permissividade relativa (ϵ_{r2}) igual a 10,8 e condutividade igual a 1×10^{-7} S/m. As espessuras das suas camadas são: $d_1 = 3,15$ mm e $d_2 = 0,40$ mm, respectivamente. O valor da constante dielétrica utilizado no guia com uma camada, mostrado na Figura 5.1, é a média geométrica ponderada das constantes das duas camadas do guia da Figura 5.2, conforme mencionado é igual a 4,4737.

Na Figura 6.1, têm-se as curvas de dispersão dos modos TM_{zn} , para $n = 0, 1$ e 2 do guia da Figura 5.1, comparando com as curvas de dispersão obtidas no caso do guia da Figura 5.2. Ressalta-se que o número inteiro n representa o número de meios ciclos de seno ou cossenos na direção x dos campos eletromagnéticos

Nota-se que a presença de uma fina camada com perdas produz um modelo mais realista, no qual há variação da constante de propagação do modo TM_{z0} com a frequência. Baseando-se nos sinais de descargas parciais, sabe-se que a maior parte do conteúdo espectral dos seus pulsos está abaixo da frequência de 1 GHz. Dessa forma, nota-se que para essa faixa de frequências só há propagação do modo TM_{z0} , visto que o modo TM_{z1} só ocorre acima da frequência de 20 GHz.

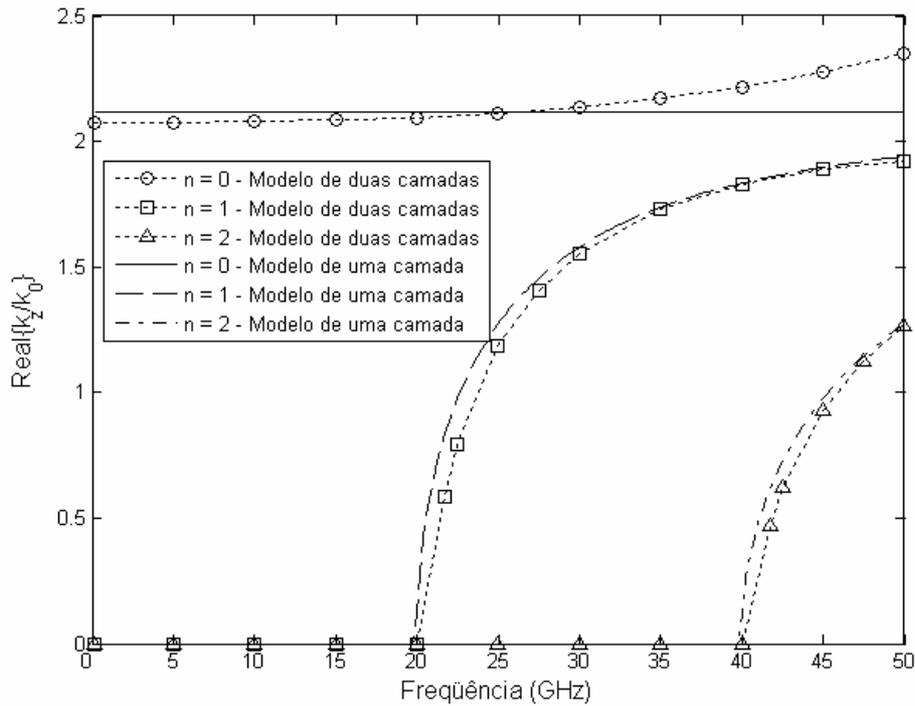


Fig. 6.1. Comparação das curvas de dispersão dos modelos dos guias das Fig. 5.1 e 5.2.

6.2. RESULTADOS E COMPARAÇÕES: GUIA DE ONDA IDEAL COM DUAS CAMADAS E GUIA DE ONDA MULTICAMADAS

Na Figura 6.2, tem-se o guia multicamada utilizado na modelagem da barra estatórica. A primeira camada representa um condutor com permissividade relativa igual a 1,0 e condutividade igual a $5,96 \times 10^7$ S/m (cobre); a segunda camada representa um dielétrico de permissividade relativa igual a 4,0 (mica-epóxi); a terceira camada representa um material semiconductor de permissividade relativa igual a 10,8 e condutividade igual a 1×10^{-7} S/m; a quarta camada representa um material ferro-magnético com permeabilidade magnética relativa igual a 1000 e condutividade igual a $1,04 \times 10^7$ S/m. As espessuras das camadas são: $d_1 = 3,15$ mm e $d_2 = 0,40$ mm. Essas camadas representam cada uma das seguintes partes da barra estatórica: a primeira camada modela os condutores de cobre, a segunda modela o dielétrico de mica-epóxi, a terceira modela a pintura semicondutora para redução do efeito corona e a quarta camada modela o entreferro.

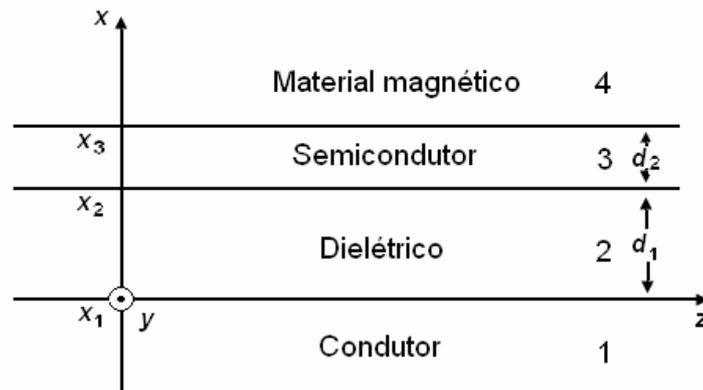


Fig. 6.2. Modelagem da barra estática por guia de onda multicamada.

Na Figura 6.3, vêem-se as curvas de dispersão dos modos TM_{z0} , TM_{z1} e TM_{z2} desse guia multicamadas, comparando com as constantes de propagação obtidas no caso do guia de onda da Figura 5.2. Verifica-se que a parte real da constante de propagação em função da frequência do guia multicamadas não apresenta grandes diferenças em comparação ao modelo de guia da Figura 5.2, tendo maior diferença nas faixas de frequências inferiores a 5 GHz e superiores a 40 GHz.

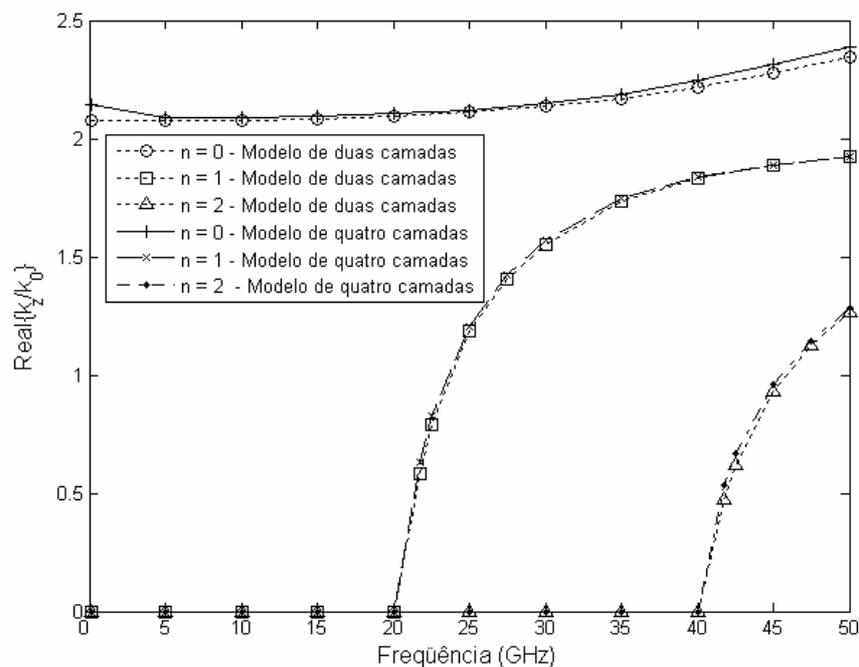


Fig. 6.3. Comparação das curvas de dispersão dos guias ilustrados nas Fig. 6.2 e 5.2.

As perdas observadas nos modelos idealizados anteriormente, considerando camadas de condutividade elétrica infinita, eram nulas ou desprezíveis. No modelo do guia de onda multicamadas com camadas externas de condutividade finita, as perdas passam a ser consideradas, conforme se observa na Fig. 6.4.

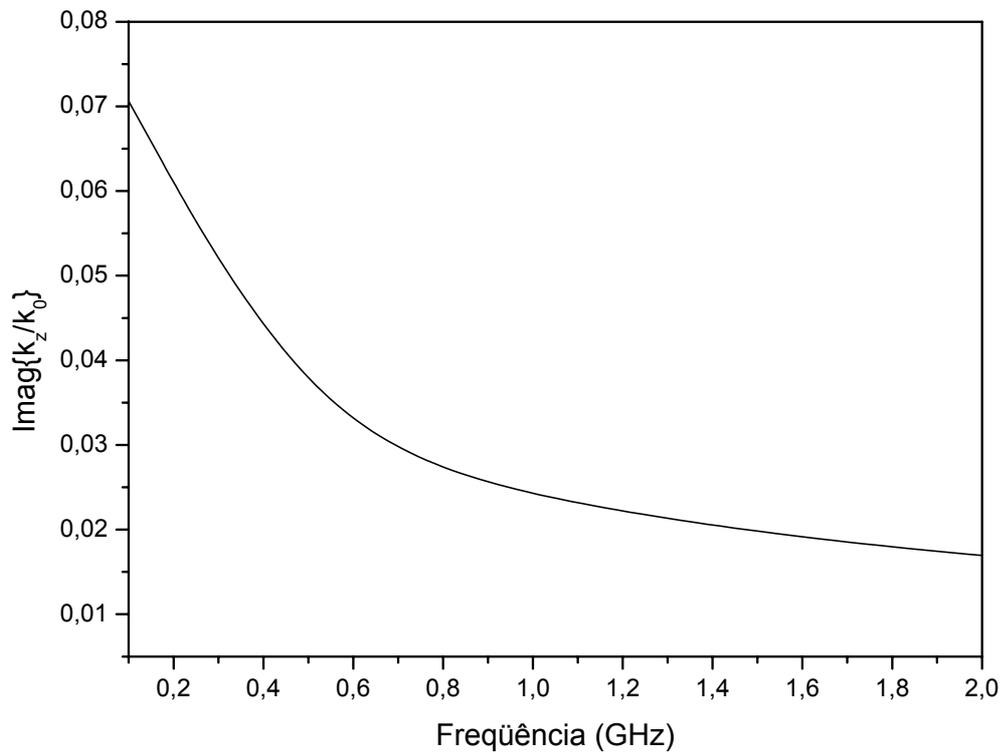


Fig. 6.4. Perdas no guia de onda multicamadas do modo TM_{20} em função da frequência.

A Fig. 6.5 mostra a atenuação dos campos em (dB) no guia em função da distância na direção z .

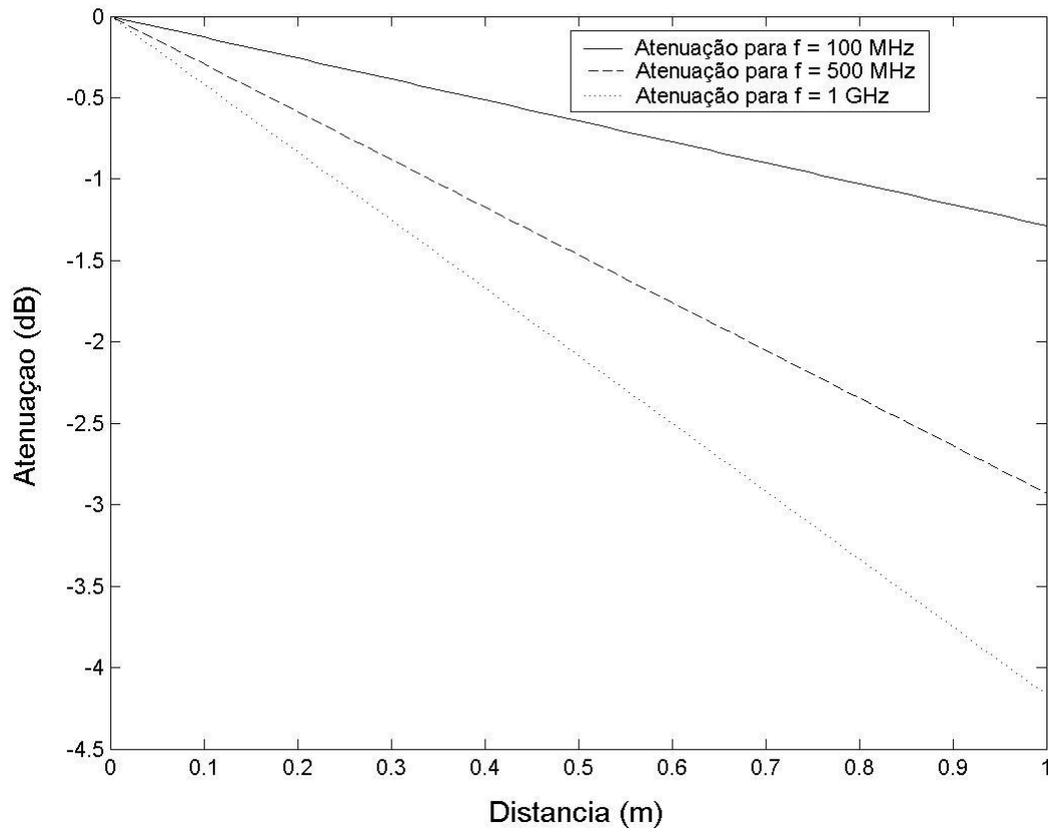


Fig. 6.5. Atenuação no guia de onda multicamadas para o modo TM_{z0} em função da distância na direção z .

CAPÍTULO 7 – ACOPLADOR ELETROMAGNÉTICO

7.1. INTRODUÇÃO: APLICAÇÃO DA LINHA DE MICROFITA COMO ACOPLADOR DE DESCARGAS PARCIAIS DAS BARRAS ESTATÓRICAS

Conforme o Capítulo 2, a ocorrência de descargas parciais nos isolantes dos equipamentos de alta tensão é um sintoma de sua fragilidade na suportabilidade dielétrica, cuja evolução pode vir a ocasionar graves falhas aos mesmos. Devido a esse fato, torna-se importante o desenvolvimento de sistemas de monitoramento dessas descargas. Porém, escolher o acoplador mais adequado para captar o sinal de descarga parcial em barras de hidrogeradores não é uma tarefa simples. Em [9], encontra-se o sensor SSC (*stator slot coupler*) que, segundo os autores, é essencialmente um acoplador direcional eletromagnético.

Fundamentado no acoplador SSC, analisa-se a aplicabilidade de um acoplador de microfita para captar o sinal de descarga parcial. Para isso, inicia-se um estudo sobre essa linha de microfita e acopladores direcionais passivos, abordando as seguintes características da linha de microfita: impedância característica, dimensões e material dielétrico do substrato.

Primeiramente, é preciso calcular as dimensões da linha de microfita, sabendo que ela deve ter impedância de 50Ω . Esse valor da impedância corresponde à impedância de casamento do cabo coaxial de saída, utilizado em equipamentos de medição (por exemplo, osciloscópios).

Após encontrar as dimensões da linha de microfita, é preciso estudar o acoplamento entre essa linha e a estrutura da barra.

7.2. MATERIAL UTILIZADO NA CONSTRUÇÃO DA LINHA DE MICROFITA

O material utilizado para a construção das linhas de microfita foi uma placa de dupla face, mostrada na Figura 7.1, com os seguintes parâmetros e dimensões: permissividade elétrica relativa do dielétrico: ($\epsilon_r=2,2$); espessura da placa: ($h=1,3\text{mm}$) e tangente de perdas das camadas condutoras: ($\delta=0,0009$).



Figura 7.1 – Placa de dupla face (material utilizado na construção das linhas de microfita).

Tendo como base os parâmetros dessa placa de dupla face, tem-se o gráfico da impedância característica da microfita em função da sua espessura, mostrada na Figura 7.2. A descrição matemática consta no Apêndice C.

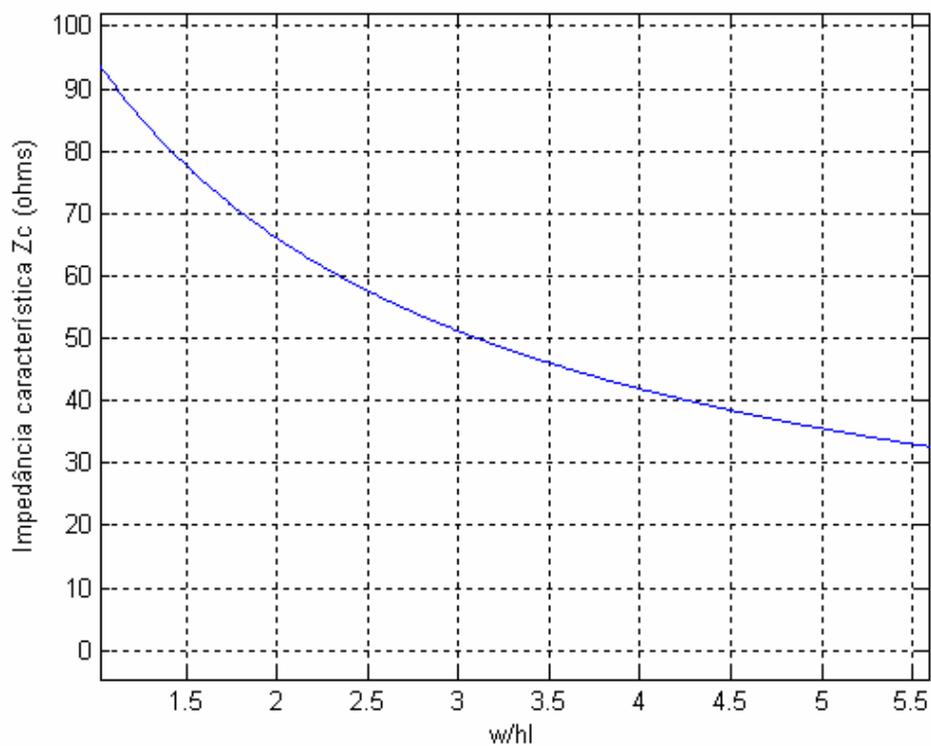


Figura 7.2 – Impedância característica da microfita com a relação w/hl.

Ressalta-se que a linha de microfita precisa ter impedância característica de 50Ω , para casar com a impedância padrão de cabos coaxiais. De acordo com a Figura 7.3, o valor de w/h para atender a condição de 50Ω é dado por $w/h=3,10$ (Apêndice C). Sabendo que a espessura da placa utilizada (Figura 7.1) é de $1,3\text{mm}$, têm-se as seguintes dimensões para a largura da linha de microfita: $w=4\text{mm}$ e $W=6\text{mm}$. Essas dimensões são mostradas na Figura 7.3.

A linha de microfita (funcionando como um acoplador direcional) apresenta características de filtros acopladores. Nesse caso, o comprimento da linha determina a transferência do sinal em diferentes faixas de frequência.

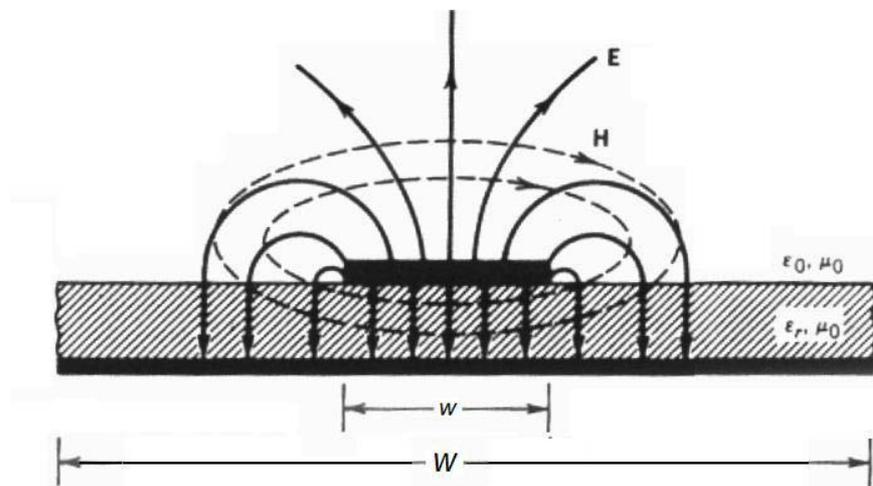


Figura 7.3 – Dimensões da linha de microfita

Levando em consideração a resposta do acoplador, foram confeccionadas quatro linhas de microfita, com os seguintes comprimentos: 5cm , 10cm , 15cm e 20cm (mostradas na Figura 7.4). Com alguns comprimentos diferentes, pretende-se comparar as características de cada acoplador, levando em consideração a deformação do sinal captado.

A linha de microfita (com campo quase *TEM*) tem a constante k inversamente proporcional ao comprimento de onda (Apêndice D). Assim, pode-se assumir que a razão de acoplamento P_2/P_0 varia como uma função seno ao quadrado, sendo a potência de saída do acoplador (P_2) e a potência de entrada (P_0). Essa razão é mostrada na Figura 7.5.



Figura 7.4 – Linhas de microfitas construídas.

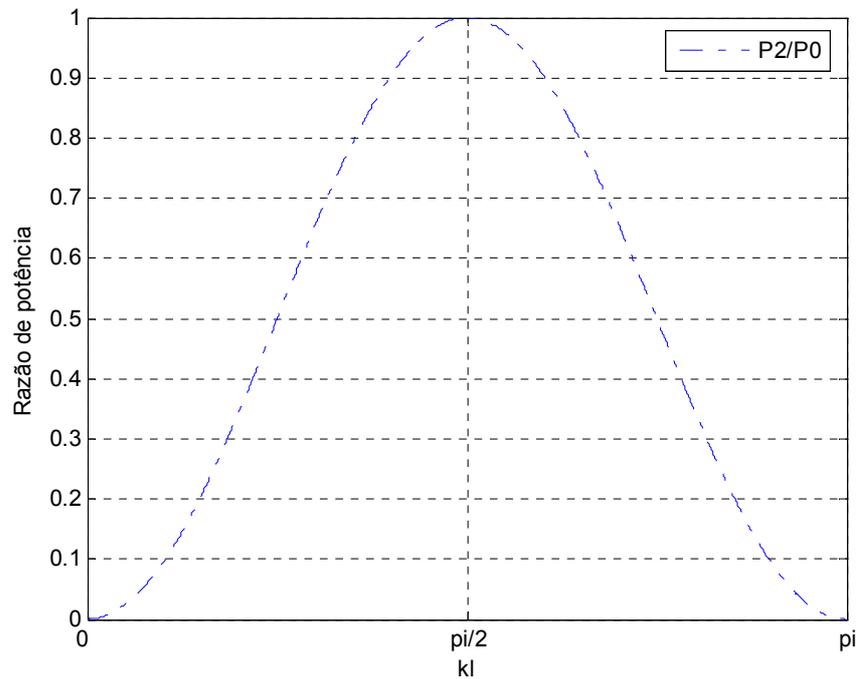


Figura 7.5 – Razão de potência em função de kl .

Um parâmetro que determina a resposta em frequência do acoplamento entre a barra do estator e a linha de microfita é o seu comprimento. Ressalta-se que a linha precisa ter um comprimento suficiente para captar boa parte da energia do

sinal eletromagnético (gerado pela descarga parcial), mas não deve ser muito grande (dificultando a instalação no interior da barra).

O comprimento l para a máxima transferência do acoplador pode ser encontrado pela condição de $\frac{1}{4}$ (um quarto) do comprimento de onda. Para o caso da linha de microfita, temos a relação:

$$f = \frac{c}{\lambda \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (7.1)$$

onde $\epsilon_{r,eff}$ é constante dielétrica efetiva da linha de microfita.

Dessa forma, tem-se que o valor de f para a razão de potência máxima de cada acoplador é dado pela tabela a seguir:

Comprimento da linha de microfita	Freqüência de máxima transferência
5cm	1,096 GHz
10cm	548,15 MHz
15cm	365,43 MHz
20cm	274,07 MHz

Tabela 7.1 – Comprimento da linha de microfita e sua freqüência de máxima transferência

7.3. SIMULAÇÃO DO ACOPLADOR

A metodologia empregada para simular a resposta do acoplador baseia-se em obter matematicamente o pulso por meio da soma de funções exponenciais. Posteriormente, aplica-se a transformada de Fourier do pulso e multiplica-se o seu espectro pela função de transferência do acoplador empregado. Por fim, realiza-se a transformada inversa de Fourier do novo espectro, resultado da multiplicação mencionada. Essa transformada inversa mostra o pulso resultante na saída do acoplador, com sua deformação.

Com esse procedimento, pretende-se verificar a influência do comprimento e do tempo de subida do pulso de descarga original (antes do acoplador), assim como verificar a influência do comprimento do acoplador sobre o sinal captado.

Devido á variedade dos parâmetros do pulso, adotam-se alguns pulsos com tempo de subida e duração bastante diversificado.

7.3.1. Pulso Rápido Baseado em [11]

O primeiro pulso, representado na Figura 7.6, possui tempo de subida em sub-nanosegundos (aproximadamente 400 ps) e duração de 2 a 3 ns..

A amplitude máxima do pulso foi fixada em 1mA. Isso é possível, visto que se trata de uma variável bastante influenciada pelo ganho do sistema de medição. Além disso, a amplitude não alterará o espectro normalizado.

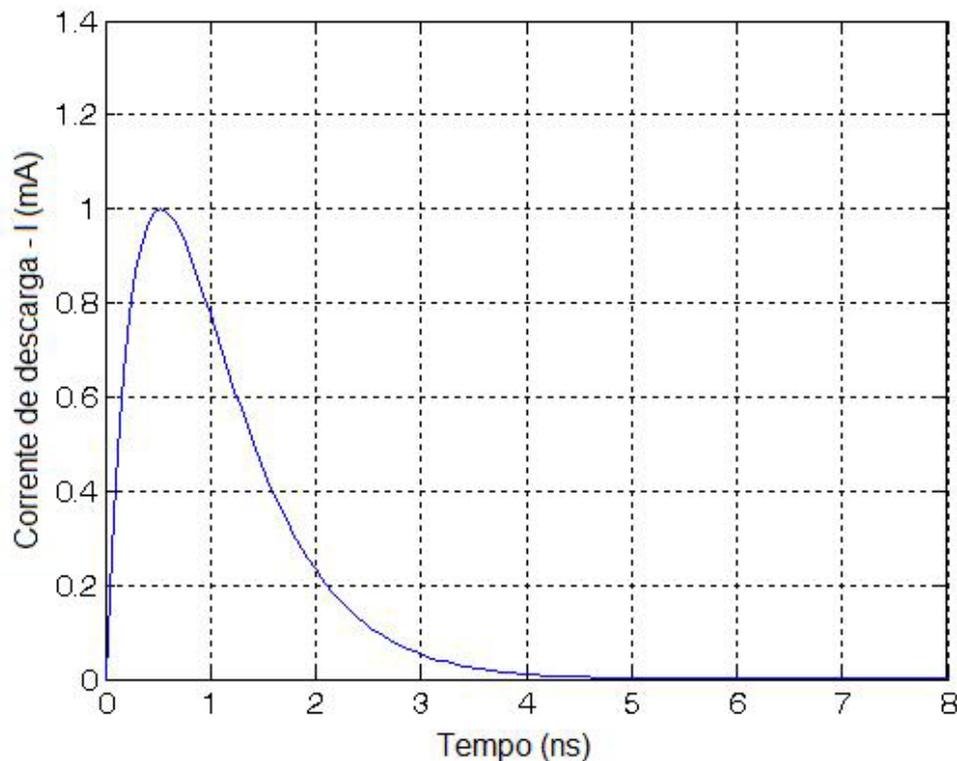


Figura 7.6 – Pulso rápido simulado de descarga.

O espectro do referido pulso é mostrado na Figura 7.7, na qual o eixo vertical representa a atenuação normalizada.

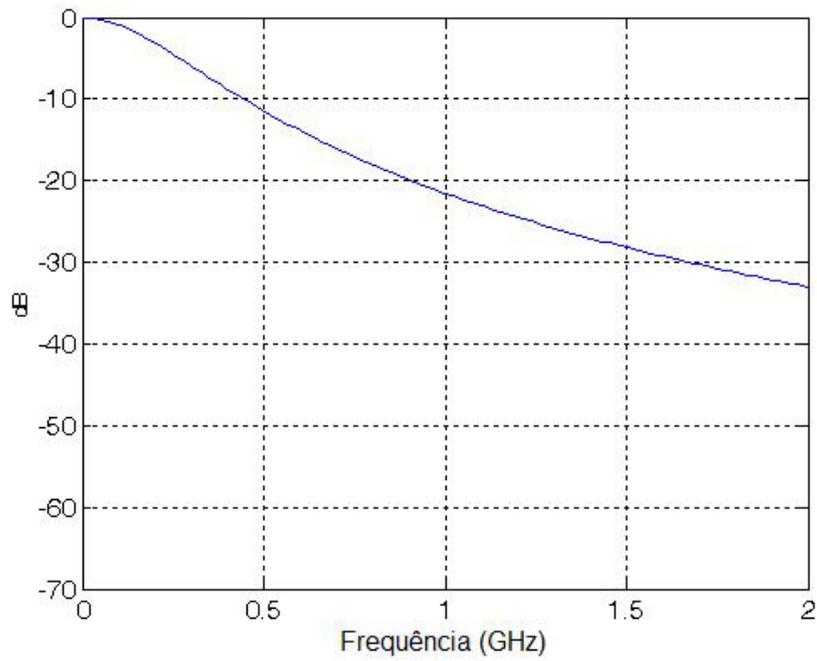


Figura 7.7 – Espectro normalizado do pulso anterior.

Os pulsos de descarga resultantes na saída dos acopladores são mostrados nas figuras a seguir:

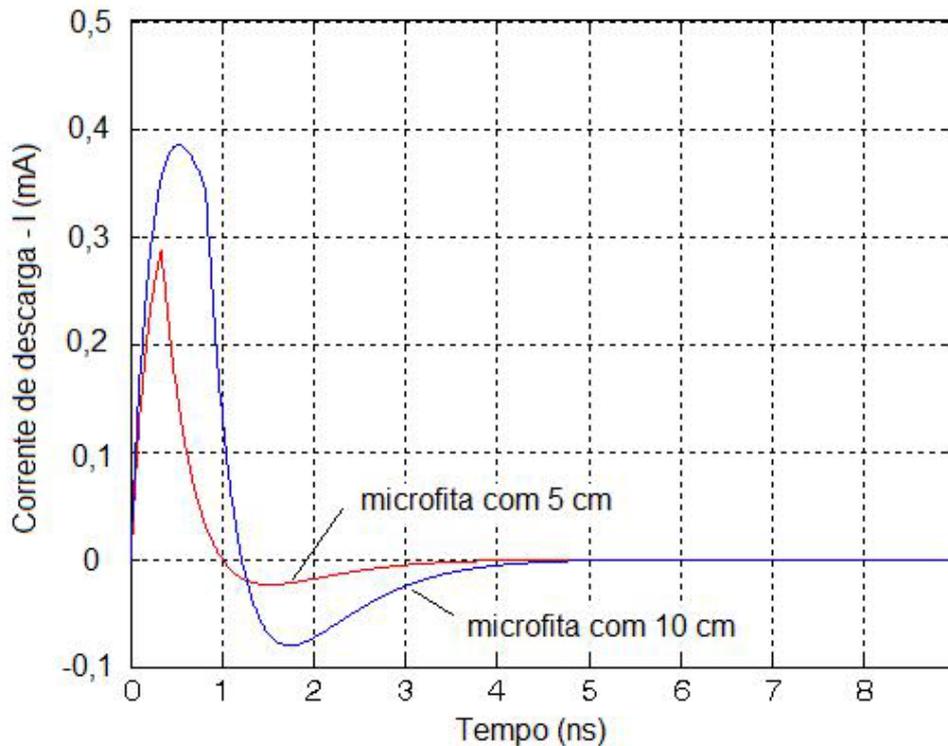


Figura 7.8 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 5 (vermelho) e 10cm (azul).

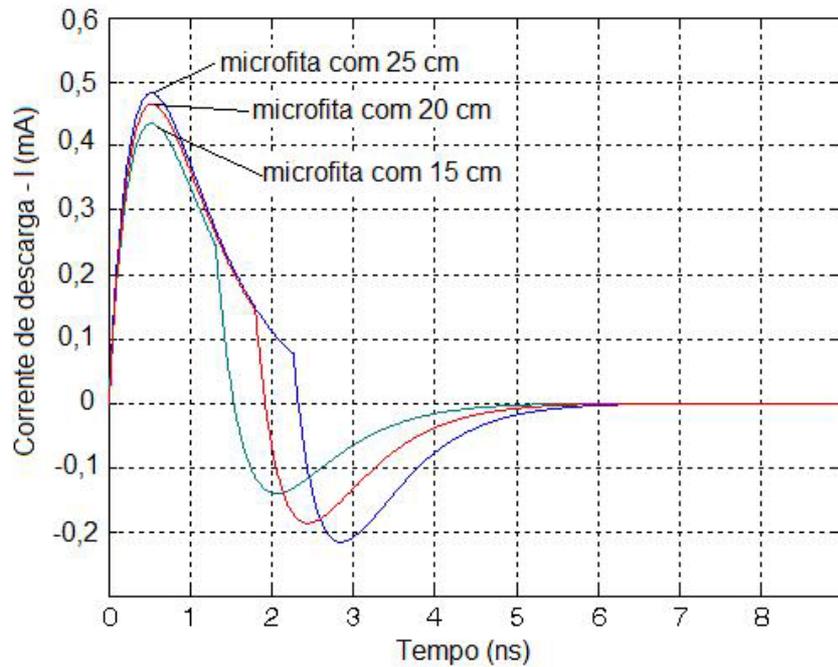


Figura 7.9 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 15 (verde), 20 (vermelho) e 25cm (azul).

7.3.2. Pulso Lento Baseado em [11]

O segundo pulso, representado na Figura 7.10, possui tempo de subida de aproximadamente 7 ns e duração de algumas dezenas de nanosegundos (20 ns).

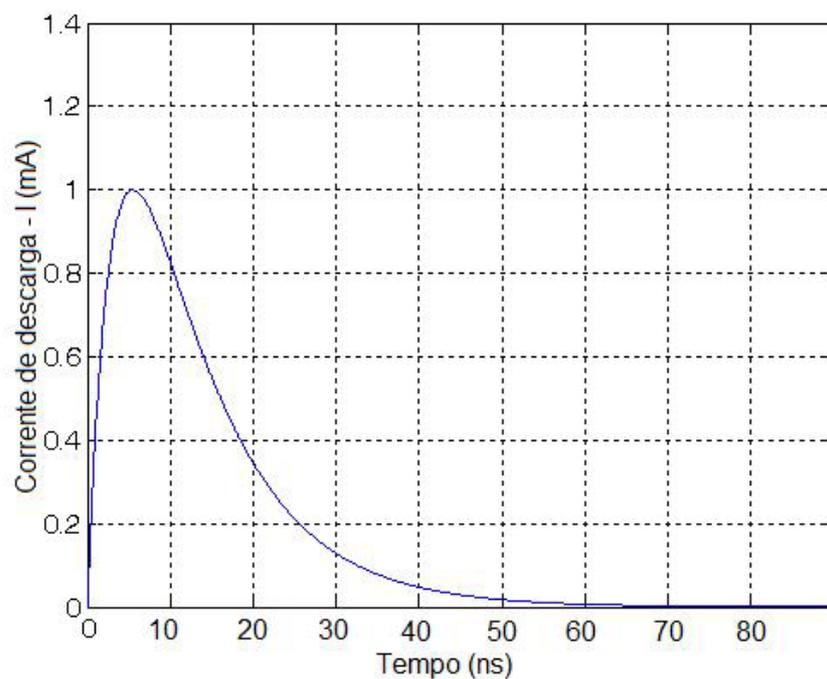


Figura 7.10 – Pulso lento simulado de descarga.

Pelas mesmas razões, a amplitude máxima do pulso foi fixada em 1mA.

O espectro do referido pulso é mostrado na Figura 7.11, na qual o eixo vertical representa a atenuação normalizada.

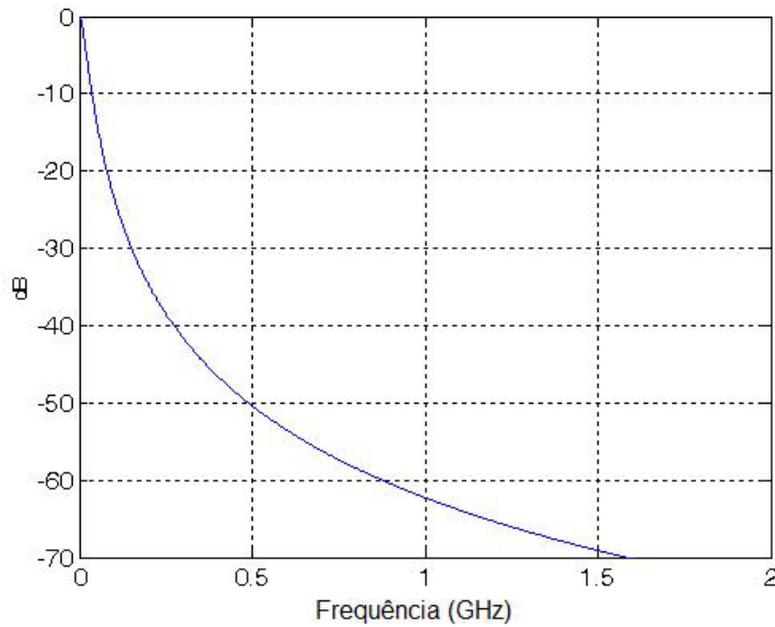


Figura 7.11 – Espectro normalizado do pulso anterior.

Os pulsos de descarga resultantes na saída dos acopladores são mostrados nas figuras mostradas a seguir.

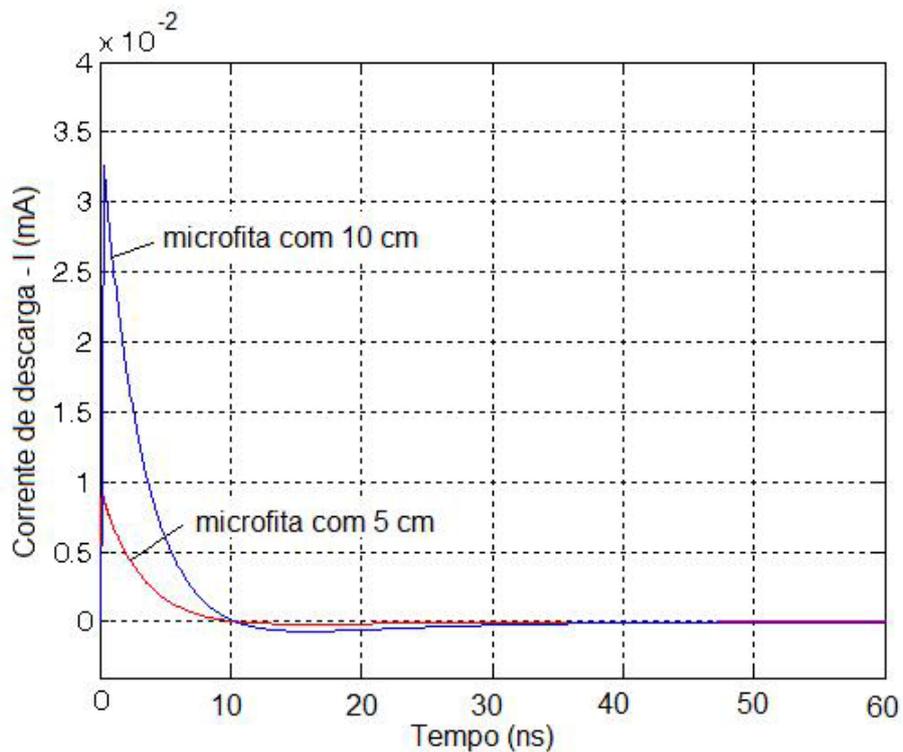


Figura 7.12 – Sinal de DP na saída do acoplador com comprimentos de 5 (vermelho), 10cm (azul).

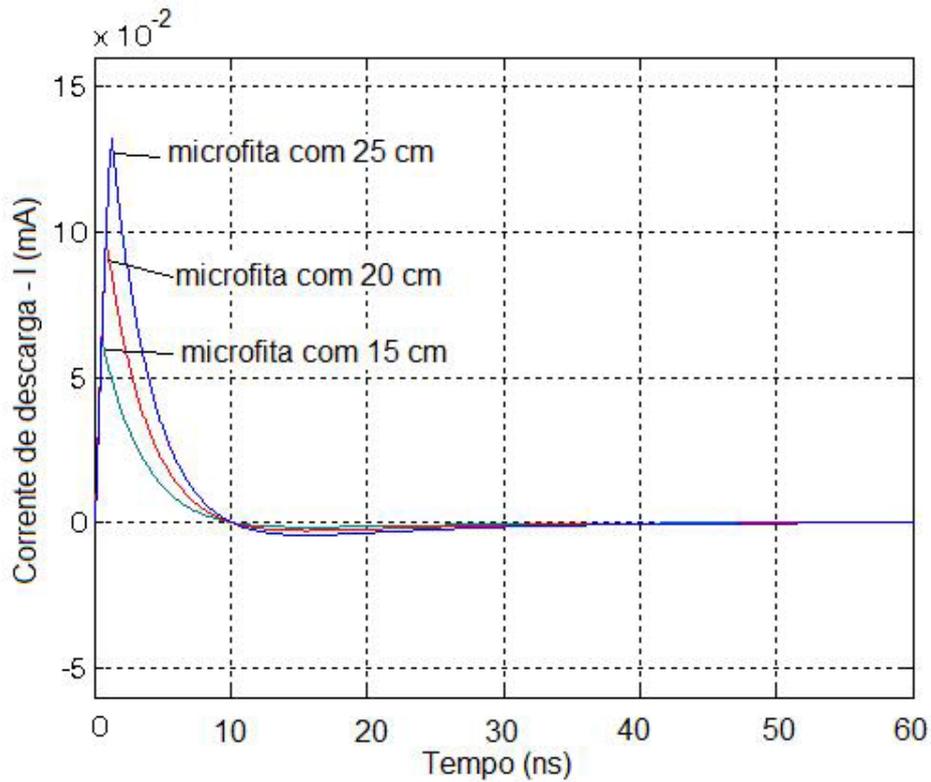


Figura 7.13 – Sinal de descarga na saída do acoplador com comprimentos de 15 (verde), 20 (vermelho) e 25cm (azul).

Levando-se em comparação os dois tipos de pulsos e o comprimento da linha de microfita, conclui-se que quanto maior seu comprimento, maior também será o sinal acoplado de descarga na saída da mesma. Porém, deve-se considerar que quanto maior for essa dimensão, maior será a dificuldade de sua instalação nas barras estatóricas do hidrogenador.

CAPÍTULO 8 – TESTES E PROBLEMAS PRÁTICOS SOBRE A INSTALAÇÃO DA LINHA DE MICROFITA

8.1. INTRODUÇÃO

A equipe de pesquisa da UFPA – Universidade Federal do Pará, representado pelo professor Dr. Victor Dmitriev, conjuntamente com a equipe do CEPEL – Centro de Pesquisas de Energia Elétrica e do CPqD – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações, realizou alguns testes com o protótipo do sensor (linha de microfita), com o sistema de simulação e teste interlaboratorial (CPqD e UFPA), para avaliar o melhor lugar para instalação das antenas no gerador da usina de Tucuruí.

Em Dezembro (dias 7 e 8) de 2006, foram feitos ensaios com as antenas pelo CPqD e pela UFPA (acoplador de microfita) no CEPEL, Rio de Janeiro. A equipe de representantes do CPqD, da UFPA e do CEPEL trabalhou durante 2 dias no laboratório do CEPEL.

Veja abaixo um exemplo de gráfico temporal de uma descarga parcial obtida em um osciloscópio de 500 MHz:

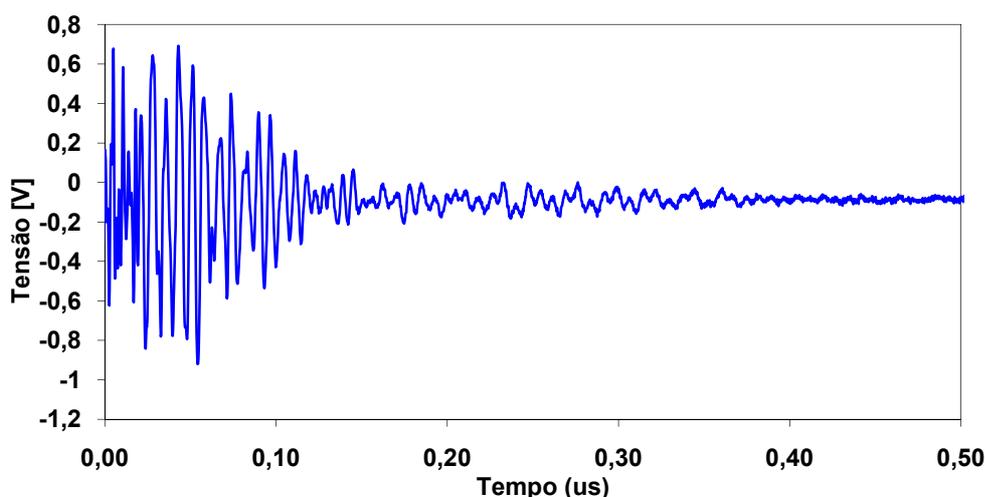


Figura 8.1 – Gráfico temporal típico de descargas parciais

A antena da equipe da UFPA será colocada sobre a barra, acima da última curvatura da mesma (conforme 8.2.) fixada por fita termoretrátil. O sinal captado pela antena seguirá por cabo coaxial até a tampa do defletor do sistema de ventilação, passando abaixo das barras de interligação das bobinas e fixado a um tubo estrutural da tampa (ver Figura 8.3). O circuito eletrônico será também colocado acima da tampa.



Figura 8.2. Posição do sensor (microfita) sobre a barra do estator



Figura 8.3 – Tubo estrutural que será utilizado para passagem de cabo coaxial

A UFPA precisa verificar se esta configuração provocará descargas parciais entre a antena e a barra provocando danos à isolamento da barra. No esquema da Figura 8.4 estão ilustradas as camadas existentes entre o cobre da barra e a antena.

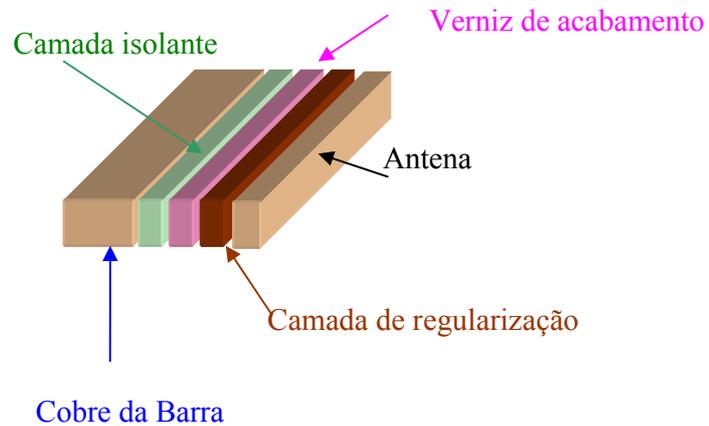


Figura 8.4 – Camadas entre o cobre da barra e antena

Na parte da barra onde será instalada a antena da equipe da UFPA tem uma camada isolante e verniz de acabamento.

CAPÍTULO 9 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

9.1. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS: MODELAGEM POR GUIA DE ONDA

Este trabalho apresentou uma modelagem das barras estatóricas de hidrogeradores através de um guia de onda multicamada. Por meio desse modelo, foi possível observar que, para a faixa de frequências de interesse, só há propagação do modo TM_{z0} . Não foram observadas grandes diferenças na parte real da constante de propagação entre os modelos considerados, ou seja, entre o guia multicamada com camadas externas de condutividade finita e o guia de placas metálicas paralelas com condutividade infinita.

Porém, para uma investigação mais próxima do caso real, algumas modificações poderiam ser realizadas para trabalhos futuros. Elas são:

- 1) utilizar guia retangular;
- 2) analisar um guia em forma de anel;
- 3) considerar um guia com fonte de corrente.

9.2. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS: UTILIZAÇÃO PRÁTICA DA LINHA DE MICROFITAS

A linha de microfita mostrou-se aplicável como acoplador das descargas parciais, considerando os experimentos em laboratório.

Como sugestões futuras, pode-se estudar a possibilidade de projetar uma antena direcional, para focar o ponto de emissão das DP's. Além disso, tem-se como sugestões:

- 1) estudar o uso de uma camada de regularização para evitar buracos e bolhas que possam causar DP;
- 2) estudar qual a capacitância deste sistema de três camadas e sua influência no sentido de provocar DPs que poderiam danificar o isolamento da barra.

- 3) estudar a possibilidade de duplicar a antena-fita (um de cada lado da barra) para aumentar a sensibilidade da recepção;
- 4) estudar soluções envolvendo a escolha da antena e filtros;
- 5) estudar onde ocorre maior radiação do sinal para otimizar a instalação da antena.

A recepção e a alimentação dos sensores podem ser instaladas no lado externo do gerador, em um armário disponível (Figura 9.1) ou em outro local a ser definido.

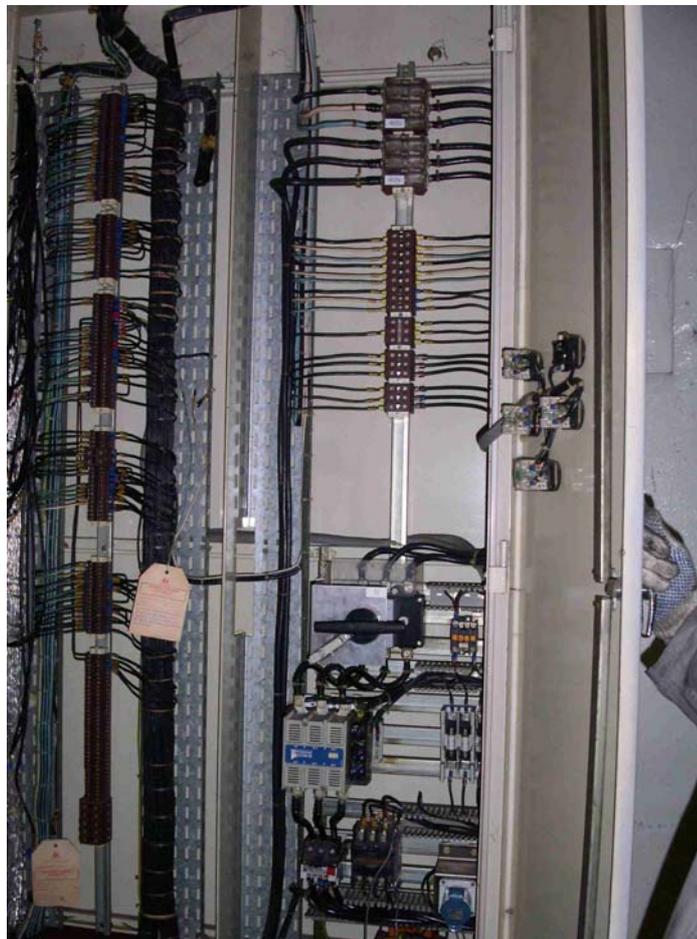


Figura 9.1 – Local de instalação dos receptores e fontes de alimentação óptica.

APÊNDICE A – GUIA DE ONDA DE PLACAS METÁLICAS PARALELAS CONDUTORAS PERFEITAS COM DUAS CAMADAS ENTRE ELAS

A partir das equações do modo TM_z, obtêm-se as soluções gerais para os campos H_y e E_z , que são representadas pelas seguintes equações:

Para a camada 1:

$$H_{y1}(x) = A_1 e^{j\gamma_1 x} + B_1 e^{-j\gamma_1 x} \quad (\text{A.1})$$

$$E_{z1}(x) = \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} (A_1 e^{j\gamma_1 x} - B_1 e^{-j\gamma_1 x}) \quad (\text{A.2})$$

Para a camada 2:

$$H_{y2}(x) = A_2 e^{j\gamma_2 x} + B_2 e^{-j\gamma_2 x} \quad (\text{A.3})$$

$$E_{z2}(x) = \frac{\gamma_2}{\omega \varepsilon_2} (A_2 e^{j\gamma_2 x} - B_2 e^{-j\gamma_2 x}) \quad (\text{A.4})$$

Para a intensidade de campo elétrico na camada 1 em $x=0$, tem-se:

$$E_{z1}(0) = \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} (A_1 - B_1) = 0 \quad (\text{A.5})$$

$$A_1 = B_1 = \frac{1}{2} \quad (\text{A.6})$$

Substituindo (A.6) em (A.2) e (A.1), obtêm-se as seguintes equações, respectivamente:

$$E_{z1}(x) = \frac{j\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} \text{sen}(\gamma_1 x) \quad (\text{A.7})$$

$$H_{y1}(x) = \cos(\gamma_1 x) \quad (\text{A.8})$$

Para a intensidade de campo elétrico na camada 2 em $x=d$, tem-se:

$$E_{z2}(d) = \frac{\gamma_2}{\omega \varepsilon_2} (A_2 e^{j\gamma_2 d} - B_2 e^{-j\gamma_2 d}) = 0 \quad (\text{A.9})$$

$$A_2 = B_2 e^{-j\gamma_2 2d} \quad (\text{A.10})$$

Aplicando as condições de contorno da continuidade dos campos H_y e E_z na interface entre a camada 1 e a camada 2, ou seja, em $x=d_1$ tem-se:

- Para a intensidade de campo elétrico, a igualdade $E_{z1}(d_1) = E_{z2}(d_1)$ deve ser satisfeita. Assim, obtém-se:

$$\frac{j\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} \text{sen}(\gamma_1 d_1) = \frac{\gamma_2}{\omega \varepsilon_2} (A_2 e^{j\gamma_2 d_1} - B_2 e^{-j\gamma_2 d_1}) \quad (\text{A.11})$$

Substituindo (A.10) em (A.11) e isolando B_2 , tem-se que:

$$B_2 = \frac{j\gamma_1 \varepsilon_2 \text{sen}(\gamma_1 d_1)}{\varepsilon_1 \gamma_2 (e^{j\gamma_2 (d_1 - 2d)} - e^{-j\gamma_2 d_1})} \quad (\text{A.12})$$

Substituindo (A.10) e (A.12) em (A.4), pode-se verificar que:

$$E_{z2}(x) = \frac{j\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} \frac{\text{sen}(\gamma_1 d_1) \text{sen}(\gamma_2 (d - x))}{\text{sen}(\gamma_2 d_2)} \quad (\text{A.13})$$

- Para a intensidade de campo magnético, a igualdade $H_{y1}(d_1) = H_{y2}(d_1)$ deve ser satisfeita. Assim, obtém-se:

$$\cos(\gamma_1 d_1) = A_2 e^{j\gamma_2 d_1} + B_2 e^{-j\gamma_2 d_1} \quad (\text{A.14})$$

Substituindo (A.10) em (A.14) e isolando B_2 , tem-se que:

$$B_2 = \frac{\cos(\gamma_1 d_1)}{e^{j\gamma_2(d_1-2d)} + e^{-j\gamma_2 d_1}} \quad (\text{A.15})$$

Substituindo (A.10) e (A.15) em (A.3), pode-se verificar que:

$$H_{y_2}(x) = -\frac{\gamma_1 \varepsilon_2 \operatorname{sen}(\gamma_1 d_1) \cos(\gamma_2(d-x))}{\varepsilon_1 \gamma_2 \operatorname{sen}(\gamma_2 d_2)} \quad (\text{A.16})$$

Dividindo (A.11) por (A.14), obtém-se a seguinte equação:

$$\frac{j\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} \operatorname{tg}(\gamma_1 d_1) = \frac{\gamma_2}{\omega \varepsilon_2} \left(\frac{A_2 e^{j\gamma_2 d_1} - B_2 e^{-j\gamma_2 d_1}}{A_2 e^{j\gamma_2 d_1} + B_2 e^{-j\gamma_2 d_1}} \right) \quad (\text{A.17})$$

Utilizando (A.10) e substituindo B_2 em (A.17), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{j\gamma_1}{\varepsilon_1} \operatorname{tg}(\gamma_1 d_1) &= \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \left(\frac{A_2 e^{j\gamma_2 d_1} - A_2 e^{j\gamma_2(2d-d_1)}}{A_2 e^{j\gamma_2 d_1} + A_2 e^{j\gamma_2(2d-d_1)}} \right) \\ \frac{j\gamma_1}{\varepsilon_1} \operatorname{tg}(\gamma_1 d_1) &= \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \left(\frac{e^{j\gamma_2(d_1-d)} - e^{j\gamma_2(d-d_1)}}{e^{j\gamma_2(d_1-d)} + e^{j\gamma_2(d-d_1)}} \right) \\ \frac{j\gamma_1}{\varepsilon_1} \operatorname{tg}(\gamma_1 d_1) &= -j \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \operatorname{tg}(\gamma_2 d_2) \end{aligned}$$

Logo, a equação de dispersão do guia de onda de placas metálicas paralelas condutoras perfeitas, cujo interior possui duas camadas (dielétrico e semicondutor), é dada por:

$$\frac{\gamma_1}{\varepsilon_1} \operatorname{tg}(\gamma_1 d_1) + \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \operatorname{tg}(\gamma_2 d_2) = 0 \quad (\text{A.18})$$

APÊNDICE B – FORMULAÇÃO DO MÉTODO DA MATRIZ DE TRANSFERÊNCIA

Segue-se, como referência, a formulação desenvolvida por [14]. Porém, a o desenvolvimento matemático presente nessa referência não inclui a existência de camadas de materiais magnéticos ($\mu \neq \mu_0$). Assim, realizaram-se as devidas modificações para considerar este tipo de material. Uma generalização da estrutura com multicamadas é mostrada na Figura B.1. O método é apresentado para os modos TM_z .

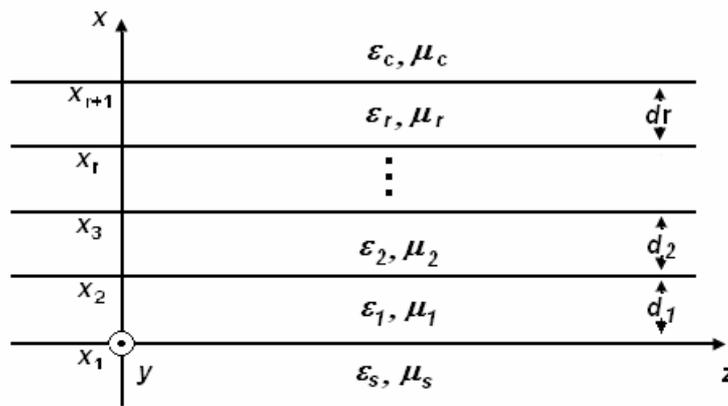


Fig. B.1. Modelo geral de guia de onda multicamada.

A partir das equações de Maxwell na forma diferencial:

$$\nabla \times \vec{H}_i = j\omega\epsilon_i \vec{E}_i \quad (\text{B.1})$$

$$\nabla \times \vec{E}_i = -j\omega\mu_i \vec{H}_i \quad (\text{B.2})$$

nas quais:

\vec{H} : vetor intensidade de campo magnético (Ampere/metro);

\vec{J} : densidade de corrente elétrica (Ampere/metro²);

- ω : frequência angular (radiano/segundo);
 \vec{E} : intensidade de campo elétrico (Volt/metro);
 \vec{M} : densidade de corrente magnética (Volts/metro²);
 ε : permissividade elétrica (Faraday/metro);
 μ : permeabilidade magnética (Henry/metro).
i: índice referente à camada.

Considerando que o modelo possui independência com a coordenada y , ou seja, $(\partial/\partial y = 0)$, o conjunto de equações dos modos de propagação transversal magnético (TM_z) é dado por:

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega\varepsilon E_x \quad (\text{B.3})$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = j\omega\varepsilon E_z \quad (\text{B.5})$$

Diferenciando (B.3) com relação à z , (B.5) com relação à x , adicionando o resultado e substituindo em (B.4), obtém-se para o conjunto TM_z :

Conjunto TM_z

$$(\nabla_{xz}^2 + \omega^2 \mu\varepsilon)H_y = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$E_x = -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (\text{B.7})$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (\text{B.8})$$

na qual, o Laplaciano bidimensional é:

$$\nabla_{xz}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (\text{B.9})$$

Levando-se em consideração que as descargas parciais sempre resultam em fontes de corrente direcionadas para o maior potencial de tensão (no caso, na direção x), tem-se como fonte de excitação apenas J_x . Conseqüentemente, consideram-se somente os campos TM_z , visto que as fontes para os campos TE_z são nulas.

Para a propagação no modo TM na direção $+z$ na i -ésima camada, ($x_i \leq x \leq x_{i+1}$), o campo elétrico e o campo magnético são, respectivamente,

$$\vec{H}_i = \hat{y}H_{y_i}(x)\exp(j\omega t - jk_z z) \quad (\text{B.10})$$

$$\vec{E}_i = [\hat{x}E_{x_i}(x) + \hat{z}E_{z_i}(x)]\exp(j\omega t - jk_z z) \quad (\text{B.11})$$

nas quais \hat{x} , \hat{y} e \hat{z} são vetores unitários nas direções x , y e z , respectivamente, ω é a frequência em radianos e $k_z = \beta - j\alpha$ é a constante de propagação complexa, com β e α a fase e a constante de atenuação, respectivamente.

Considerando a dependência exponencial dos campos eletromagnéticos, dada em (B.10) e (B.11), e utilizando os campos escritos em (B.6), (B.7) e (B.8), obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_i^2 \right) H_y = 0 \quad (\text{B.12})$$

$$E_x = \frac{k_z}{\omega\epsilon} H_y \quad (\text{B.13})$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (\text{B.14})$$

nas quais, $k_i^2 = \omega^2 \mu_i \epsilon_i - k_z^2$.

Escrevendo (B.14) de outra forma, tem-se:

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = j\omega\epsilon_i E_z \quad (\text{B.15})$$

Derivando (B.15) com relação à x e substituindo o resultado em (B.11), escreve-se:

$$\omega \varepsilon_i \frac{\partial E_z}{\partial x} = j k_i^2 H_y \quad (\text{B.16})$$

As componentes tangenciais para os contornos na i -ésima camada com permissividade relativa ε_i são inter-relacionadas por meio das equações de Maxwell dadas por (B.1) e (B.2). As equações (B.15) e (B.16) podem ser escritas da seguinte forma:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} H_{yi}(x) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & j \varepsilon_{ri} \\ j \frac{k_i^2}{\varepsilon_{ri}} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{yi}(x) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.17})$$

na qual, ε_{ri} é a permissividade elétrica relativa da i -ésima camada.

Os campos elétricos e magnéticos tangenciais dentro da i -ésima camada são soluções de (B.17) e podem ser escritos como

$$\begin{aligned} H_{yi}(x) &= A_i \exp[+ j k_i (x - x_i)] + B_i \exp[- j k_i (x - x_i)] \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) &= A_i \frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \exp[+ j k_i (x - x_i)] - B_i \frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \exp[- j k_i (x - x_i)] \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

na qual x_i define o contorno entre a i -ésima e a $(i + 1)$ -ésima camada, como mostra a Figura B.1. A equação (B.18) mostra que qualquer sinal da raiz quadrada para k_i é aceitável. Usando as soluções mostradas em (B.18), os campos tangenciais no fundo da i -ésima camada, $(x = x_i)$ podem ser expressos como uma função dos campos dentro dessa referida camada.

Escrevendo (B.18) na forma matricial, como descrita abaixo:

$$\begin{pmatrix} H_{yi}(x) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp[+jk_i(x-x_i)] & \exp[-jk_i(x-x_i)] \\ \frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \exp[+jk_i(x-x_i)] & -\frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \exp[-jk_i(x-x_i)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} \quad (\text{B.19})$$

Pode-se, ainda, escrever (B.19) da seguinte forma:

$$\begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \exp[-jk_i(x-x_i)] & \frac{\varepsilon_{ri}}{2k_i} \exp[-jk_i(x-x_i)] \\ \frac{1}{2} \exp[+jk_i(x-x_i)] & -\frac{\varepsilon_{ri}}{2k_i} \exp[+jk_i(x-x_i)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{yi}(x) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.20})$$

Adotando $(x = x_i)$ em (B.19), tem-se a seguinte equação:

$$\begin{pmatrix} H_{yi}(x_i) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x_i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{k_i} & \frac{1}{k_i} \\ \frac{1}{\varepsilon_{ri}} & -\frac{1}{\varepsilon_{ri}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} \quad (\text{B.21})$$

Substituindo a equação (B.20) em (B.21), tem-se a seguinte igualdade:

$$\begin{pmatrix} H_{yi}(x_i) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x_i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{k_i} & \frac{1}{k_i} \\ \frac{1}{\varepsilon_{ri}} & -\frac{1}{\varepsilon_{ri}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \exp[-jk_i(x-x_i)] & \frac{\varepsilon_{ri}}{2k_i} \exp[-jk_i(x-x_i)] \\ \frac{1}{2} \exp[+jk_i(x-x_i)] & -\frac{\varepsilon_{ri}}{2k_i} \exp[+jk_i(x-x_i)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{yi}(x) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.22})$$

Logo, a equação que expressa os campos tangenciais no fundo da i -ésima camada, $(x = x_i)$, em função dos campos dentro dessa mesma camada é dada a seguir:

$$\begin{pmatrix} H_{yi}(x_i) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x_i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos[k_i(x-x_i)] & -\frac{j\varepsilon_{ri}}{k_i} \text{sen}[k_i(x-x_i)] \\ -j\frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \text{sen}[k_i(x-x_i)] & \cos[k_i(x-x_i)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{yi}(x) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zi}(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.23})$$

Atribuindo $i = 1, 2, 3, \dots, r+1$ em x_i , têm-se os valores dos campos eletromagnéticos nas interfaces de cada camada.

Na camada 1:

$$\begin{pmatrix} H_{y1}(x_1) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos[k_1(x-x_1)] & -\frac{j\varepsilon_{r1}}{k_1} \text{sen}[k_1(x-x_1)] \\ -j\frac{k_1}{\varepsilon_{r1}} \text{sen}[k_1(x-x_1)] & \cos[k_1(x-x_1)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y1}(x) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.24})$$

$$\begin{pmatrix} H_{y1}(x_2) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos[k_1(x-x_2)] & -\frac{j\varepsilon_{r1}}{k_1} \text{sen}[k_1(x-x_2)] \\ -j\frac{k_1}{\varepsilon_{r1}} \text{sen}[k_1(x-x_2)] & \cos[k_1(x-x_2)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y1}(x) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x) \end{pmatrix} \quad (\text{B.25})$$

Escrevendo (B.25) de outra maneira, tem-se a seguinte igualdade:

$$\begin{pmatrix} H_{y1}(x) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos[k_1(x-x_2)] & \frac{j\varepsilon_{r1}}{k_1} \text{sen}[k_1(x-x_2)] \\ j\frac{k_1}{\varepsilon_{r1}} \text{sen}[k_1(x-x_2)] & \cos[k_1(x-x_2)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y1}(x_2) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x_2) \end{pmatrix} \quad (\text{B.26})$$

Substituindo (B.26) em (B.24), chega-se na equação que expressa os campos tangenciais no fundo da primeira camada, ($x = x_1$), em função dos campos no topo dessa mesma camada, ($x = x_2$). Assim, tem-se a seguinte equação:

$$\begin{pmatrix} H_{y1}(x_1) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(k_1 d_1) & -\frac{j\varepsilon_{r1}}{k_1} \text{sen}(k_1 d_1) \\ -j\frac{k_1}{\varepsilon_{r1}} \text{sen}(k_1 d_1) & \cos(k_1 d_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y1}(x_2) \\ \omega\varepsilon_0 E_{z1}(x_2) \end{pmatrix} \quad (\text{B.27})$$

Realizando os mesmos procedimentos para as demais camadas, podem-se escrever as equações mostradas na seqüência:

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} H_{y_2}(x_2) \\ \omega \varepsilon_0 E_{z_2}(x_2) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos(k_2 d_2) & -\frac{j \varepsilon_{r2}}{k_2} \text{sen}(k_2 d_2) \\ -j \frac{k_2}{\varepsilon_{r2}} \text{sen}(k_2 d_2) & \cos(k_2 d_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y_2}(x_3) \\ \omega \varepsilon_0 E_{z_2}(x_3) \end{pmatrix} \\
&\vdots \\
&\vdots \\
\begin{pmatrix} H_{y_r}(x_r) \\ \omega \varepsilon_0 E_{z_r}(x_r) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos(k_r d_r) & -\frac{j \varepsilon_{rr}}{k_r} \text{sen}(k_r d_r) \\ -j \frac{k_r}{\varepsilon_{rr}} \text{sen}(k_r d_r) & \cos(k_r d_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{y_r}(x_{r+1}) \\ \omega \varepsilon_0 E_{z_r}(x_{r+1}) \end{pmatrix} \quad (\text{B.28})
\end{aligned}$$

Utilizando (B.27) e (B.28) e aplicando a continuidade dos campos tangenciais em qualquer interface na estrutura multicamada, os campos tangenciais para as fronteiras no topo da camada do substrato H_{yS} , E_{zS} e no fundo da camada de cobertura H_{yC} , E_{zC} são relacionados por meio da matriz produto.

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} H_{yS}(x_1) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zS}(x_1) \end{pmatrix} &= M_1 M_2 M_3 \dots M_r \begin{pmatrix} H_{yC}(x_{r+1}) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zC}(x_{r+1}) \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{yC}(x_{r+1}) \\ \omega \varepsilon_0 E_{zC}(x_{r+1}) \end{pmatrix} \quad (\text{B.29})
\end{aligned}$$

na qual

$$M_i = \begin{pmatrix} \cos(k_i d_i) & -\frac{j \varepsilon_{ri}}{k_i} \text{sen}(k_i d_i) \\ -j \frac{k_i}{\varepsilon_{ri}} \text{sen}(k_i d_i) & \cos(k_i d_i) \end{pmatrix} \quad (\text{B.30})$$

são as matrizes de transferência para todas as r camadas tendo espessura d_i .

Para os modos propagantes, os campos tangenciais nas fronteiras devem ser exponencialmente decrescentes, tendo a forma

$$H_{yC}(x) = B_C \exp[-\gamma_C(x - x_{r+1})], \text{ para } x > x_{r+1}$$

$$\begin{aligned}
\omega \varepsilon_0 E_{zC}(x) &= j \frac{\gamma_C}{\varepsilon_{rC}} B_C \exp[-\gamma_C(x - x_{r+1})], \text{ para } x > x_{r+1} \\
H_{yS}(x) &= A_S \exp(\gamma_S x), \text{ para } x < 0 \\
\omega \varepsilon_0 E_{zS}(x) &= -j \frac{\gamma_S}{\varepsilon_{rS}} A_S \exp(\gamma_S x), \text{ para } x < 0
\end{aligned} \tag{B.31}$$

nas quais $\gamma_S = \pm \sqrt{k_z^2 - \omega^2 \mu_S \varepsilon_S}$ e $\gamma_C = \pm \sqrt{k_z^2 - \omega^2 \mu_C \varepsilon_C}$. Os sinais são escolhidos de maneira que $\text{Re}[\gamma_S] > 0$ e $\text{Re}[\gamma_C] > 0$.

Com o conjunto de equações dado em (B.31), juntamente com (B.29), tem-se a relação a seguir:

$$\begin{pmatrix} A_S \\ -j \frac{\gamma_S}{\varepsilon_{rS}} A_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_C \\ j \frac{\gamma_C}{\varepsilon_{rC}} B_C \end{pmatrix} \tag{B.32}$$

A partir de (B.31), encontra-se a equação de dispersão, dada por:

$$F(k_z) = -j \left(\frac{\gamma_S}{\varepsilon_{rS}} m_{11} + \frac{\gamma_C}{\varepsilon_{rC}} m_{22} \right) - m_{21} + \frac{\gamma_S}{\varepsilon_{rS}} \frac{\gamma_C}{\varepsilon_{rC}} m_{12} = 0 \tag{B.33}$$

As raízes de (B.33), obtidas para $\text{Re}[F(k_z)]$ e $\text{Im}[F(k_z)]$ iguais a zero, definem as constantes de propagação complexas k_z .

APÊNDICE C – LINHA DE MICROFITA

A linha de microfita consiste de uma fita metálica situada acima de um material dielétrico (chamado de substrato). Abaixo desse substrato, existe outra camada condutiva (ou plano de terra). A estrutura de uma linha de microfita é mostrada na Figura C.1.

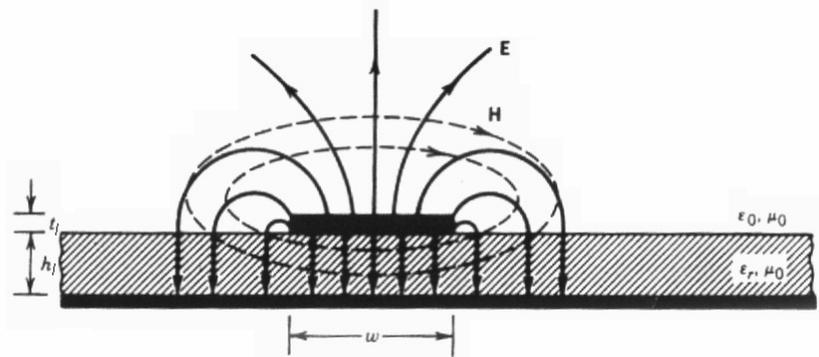


Figura C.1 – Estrutura da linha de microfita.

Existem diferentes formulações para descrever a linha de microfita. Nesse trabalho, adotou-se a teoria utilizada em [15].

Em baixas frequências (abaixo de 3-10 GHz), os parâmetros característicos da antena podem ser encontrados pelas seguintes equações:

Para $\frac{w_{eff}(0)}{h_1} \leq 1$

$$Z_{cl}(0) = Z_{cl}(f=0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}(0)}} \ln \left[\frac{8h_1}{w_{eff}(0)} + \frac{w_{eff}(0)}{4h_1} \right] \quad (C.1)$$

$$\epsilon_{r,eff}(0) = \epsilon_{r,eff}(f=0) = \frac{\epsilon_{rl} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rl} - 1}{2} \times \left\{ \left[1 + 12 \frac{h_1}{w_{eff}(0)} \right]^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left[1 - \frac{w_{eff}(0)}{h_1} \right]^2 \right\} \quad (C.2)$$

Para $\frac{w_{eff}(0)}{h_l} > 1$

$$Z_{cl}(0) = Z_{cl}(f=0) = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}(0)}}}{\frac{w_{eff}(0)}{h_l} + 1,393 + 0,667 \times \ln \left[\frac{w_{eff}(0)}{h_l} + 1,444 \right]} \quad (C.3)$$

$$\varepsilon_{r,eff}(0) = \varepsilon_{r,eff}(f=0) = \frac{\varepsilon_{rl} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{rl} - 1}{2} \times \left[1 + 12 \frac{h_l}{w_{eff}(0)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (C.4)$$

onde:

$$\frac{w_{eff}(0)}{h_l} = \frac{w_{eff}(f=0)}{h_l} = \frac{w}{h_l} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t_l}{h_l} \left[1 + \ln \left(\frac{2h_l}{t_l} \right) \right] \quad \text{para } \frac{w}{h_l} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (C.5)$$

$$\frac{w_{eff}(0)}{h_l} = \frac{w_{eff}(f=0)}{h_l} = \frac{w}{h_l} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t_l}{h_l} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t_l} \right) \right] \quad \text{para } \frac{w}{h_l} < \frac{1}{2\pi} \quad (C.6)$$

Nas equações acima, $\varepsilon_{r,eff}$ representa a constante dielétrica efetiva e w_{eff} representa a largura efetiva da linha.

APENDICE D - TEORIA SOBRE ACOPLADORES DIRECIONAIS PASSIVOS

Um acoplador direcional 2X2 é um dispositivo de quatro portas, como mostrado na Figura D.1. Eles são usados para medidas e monitoramento de potência. O desempenho de um acoplador direcional é medido por meio de dois parâmetros, o acoplamento e a diretividade [16].

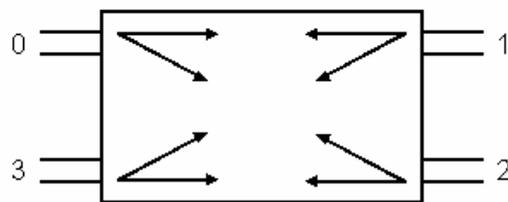


Figura D.1 – Representação esquemática de um acoplador direcional.

Seja P_i a potência incidente na porta 0 e P_f a potência acoplada no sentido direto para a porta 2. O acoplamento em dB é definido por:

$$C = 10 \log \frac{P_i}{P_f} \quad (\text{D.1})$$

Sendo P_b a potência acoplada no sentido inverso, ou seja, para porta 3. A diretividade D é definida como:

$$D = 10 \log \frac{P_f}{P_b} \quad (\text{D.2})$$

A diretividade é uma medida do desempenho do acoplador em só transmitir potência no sentido desejado.

Um exemplo de teoria encontrada na literatura é o acoplador direcional de guia de onda óptico. Esses dispositivos têm um comprimento de onda

intrínseco dependente da região de acoplamento (grau de interação entre os guias).

O acoplador direcional de guia de onda é mostrado na Figura D.2.

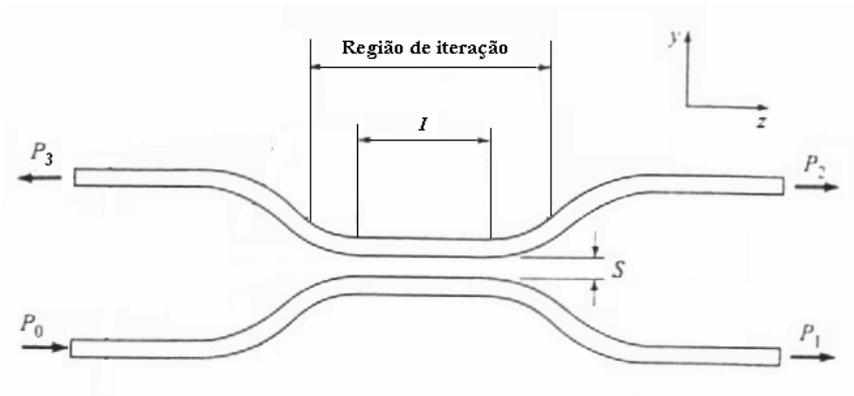


Figura D.2 – Acoplador direcional de guia de onda.

Em guias de onda reais, as características do acoplador podem ser expressas pela teoria de modo acoplado, resultando em:

$$P_2 = P_0 \text{sen}^2(kz) e^{-\alpha z} \quad (\text{D.3})$$

onde k é o coeficiente de acoplamento.

A distribuição de potência teórica em função do comprimento do guia é mostrada na Figura D.3 ($k=0,6 \text{ mm}^{-1}$ e $\alpha=0,02 \text{ mm}^{-1}$). Verifica-se que a transferência total de potência para o segundo guia ocorre quando o comprimento l é:

$$l = \frac{\pi}{2k} (m+1), \text{ com } m=0, 1, 2, \dots \quad (\text{D.4})$$

Visto que k é inversamente proporcional ao comprimento de onda, a razão de acoplamento P_2/P_0 varia como uma senóide elevada ao quadrado.

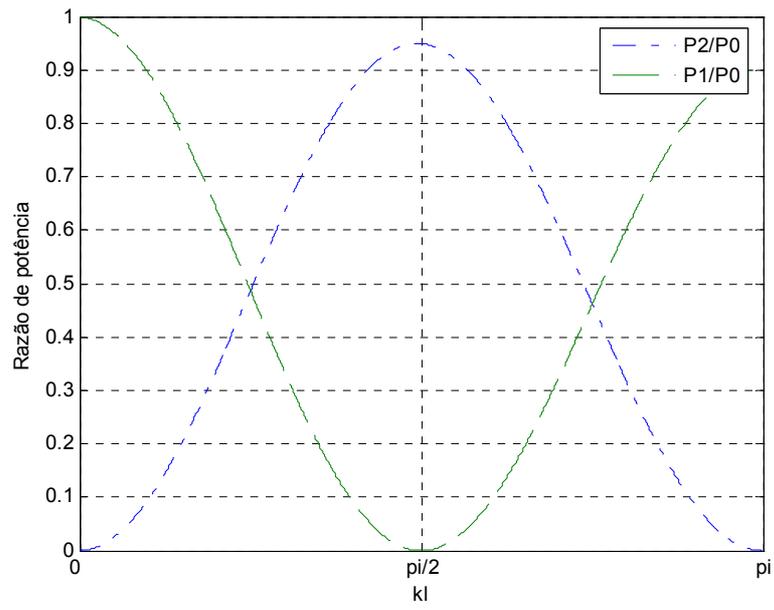


Figura D.3 – Distribuição de potência teórica em função do comprimento

REFERÊNCIA:

- [01] STONE, Greg C. and SEDDING, Howard G. "In-Service Evaluation of Motor and Generator Stator Windings Using Partial Discharge Tests". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, N° 2. March/April 1995, pp. 299-303.
- [02] STONE, Greg C, SEDDING, Howard G. and COSTELLO, Michael J. "Application of Partial Discharge Testing to Motor and Generator Stator Winding Maintenance". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, N° 2. March/April 1996, pp. 459-464.
- [03] IEEE Std 1434-2000. "IEEE Trial-Use Guide to the Measurement of Partial Discharges in Rotating Machinery". United States of America – New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, August 2000.
- [04] KEMP, I. J. "Partial Discharges Plant-monitoring Technology: Present and Future Developments". *IEE Proc.-Sci. Meas. Technol.* Vol. 142, N°. 1. January 1995, pp. 4-10.
- [05] KHEIRMAND, A., LEIJON, M. Leijon and GUBANSKI, S. M. "New Practices for Partial Discharge Detection and Localization in Large Rotating Machines". *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. Vol. 10, N°. 6. December 2003, pp. 1042-1052.
- [06] KREUGER, F. H., GULSKI, E. and KRIVDA, A. "Classification of Partial Discharges". *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, Vol. 28, No. 6. December 1993, pp. 917-931.
- [07] BARTNIKAS, R. and NOVAK, J. P. "On the Character of Different Forms of Partial Discharge and Their Related Terminologies". *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, Vol. 28, No. 6. December 1993, pp. 956-968.
- [08] CAMPBELL, S. R., STONE, G. C. and SEDDING, H. G. "Characteristics of Partial Discharge Pulses from Operating Rotating Machines". *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*. Pittsburgh – USA, June 5-8, 1994, pp. 229-232.

- [09] SEDDING, H. G., CAMPBELL, S. R., STONE, G. C. and KLEMPNER, G. S. "A New Sensor For Detecting Discharges in Operating Turbine Generator". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 6, N° 4. December 1991, pp. 700-706.
- [10] STONE, G. C., SEDDING, H. G., FUJIMOTO, N. and BRAUN, J. M. "Practical Implementation of Ultrawideband Partial Discharge Detectors". *IEEE Transaction on Electrical Insulation*, Vol. 27, N° 1. February 1992, pp. 70-81.
- [11] LIU, Z., BLACKBURN, T. R., PHUNG, B. T. and JAMES, R. E. "Detection of Partial Discharge in Solid and Liquid Insulation with an Electric Field Sensor". *Proceedings of 1998 International Symposium on Electrical Insulating Materials, in conjunction with 1998 Asian International Conference on Dielectrics and Electrical Insulation and the 30th Symposium on Electrical Insulating Materials*. Toyohashi – Japan, Sept. 27-30, 1998, pp. 661-664.
- [12] ZHU, H., GREEN, V., SASIC, M. and HALLIBURTON, S. "Increased Sensitivity of Capacitive Couplers for In-Service PD Measurement in Rotating Machines". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4. December 1999, pp. 1-6.
- [13] SU, Q., CHANG, C. and Tychsén R. C. "Traveling Wave Propagation of Partial Discharges Along Generator Stator Windings". *Proceeding of 5th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*. May 25-30, 1997, pp. 1132-1135.
- [14] ANEMOGIANNIS, Emmanuel and GLYTSIS, Elias N., "Multilayer waveguides: efficient numerical analysis of general structures", *J. Lightwave Technol*, vol. 10, pp. 1344-1351, Oct. 1992.
- [15] BALANIS, Constantine A. "Advanced Engineering Electromagnetics". USA: Library of Congress, 1989.
- [16] COLLIN, Robert E. "Engenharia de Microondas". Rio de Janeiro: Guanabara Dois S.A., 1979.