

USP

Campus de São Carlos

**PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DE RESSOADOR BRIDGED
LOOP-GAP PARA APLICAÇÕES EM ESPECTROSCOPIA DE
RESSONÂNCIA PARAMAGNÉTICA ELETRÔNICA**

Autora: Fernanda Rodrigues da Silva

Orientador: Prof. Dr. Murilo Araújo Romero

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO



ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Serviço de Pós-Graduação EESC/USP

EXEMPLAR REVISADO

Data de entrada no Serviço: 17.1.09.1.02

Ass.: 

Projeto e Caracterização de Ressorador *Bridged Loop-Gap* para
Aplicações em Espectroscopia de Ressonância Paramagnética
Eletrônica

Fernanda Rodrigues da Silva

DEDALUS - Acervo - EESC



31100037083

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia
de São Carlos da Universidade de São Paulo
como parte dos requisitos para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Murilo Araujo Romero

São Carlos, SP
2002



Class. TECE-FESC ✓
Cutt. 5622
Tombo T0224/02
Sysno 126 7745

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca - EESC/USP

S586p

Silva, Fernanda Rodrigues da
Projeto e caracterização de ressoador *Bridged Loop-Gap* para aplicações em espectroscopia de ressonância paramagnética eletrônica / Fernanda Rodrigues da Silva. -- São Carlos, 2002.

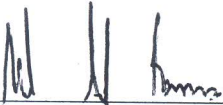
Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de São Carlos-Universidade de São Paulo, 2002.
Área : Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Murilo Araujo Romero.

1. Ressorador *Bridged Loop-Gap* (BLGR). 2.
Ressonância Paramagnética Eletrônica (RPE). I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO


Candidata: Engenheira **FERNANDA RODRIGUES DA SILVA**

Dissertação defendida e julgada em 09-08-2002 perante a Comissão Julgadora:



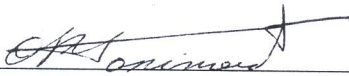
Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado



Prof. Dr. **JOSÉ CARLOS SARTORI**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovada

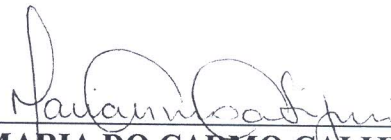


Prof. Assoc. **OTACIRO RANGEL NASCIMENTO**
(Instituto de Física de São Carlos/USP)

Aprovada



Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica



Prof. Assoc. **MARIA DO CARMO CALIJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

Aos meus pais
Orlanda e Clodomiro

AGRADECIMENTO

Em primeiro lugar agradeço a Deus, pela oportunidade de ter concluído o mestrado.

Agradeço aos meus pais e as minhas irmãs, por me entenderem e me apoiarem durante esta fase.

Agradeço também ao professor Murilo Araujo Romero pela valiosa orientação e confiança depositada em mim durante a realização deste trabalho.

Ao professor José Carlos Sartori pelo empenho, pelas confecções das figuras e pela fundamental colaboração na execução do projeto.

Ao professor Otaciro Rangel Nascimento pelas importantes sugestões e apoio na construção do ressoador.

Ao Roberto Fukura pelo trabalho prestado na parte técnica.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos pela paciência e dedicação.

Aos amigos que fiz durante estes anos pelo carinho e amizade.

Em fim, nesta breve homenagem, agradeço a todos que contribuíram direta ou indiretamente para o andamento deste trabalho.

Índice

1. Introdução.....	1
2. Ressonadores <i>Loop-Gap</i> e <i>Bridged Loop-Gap</i>: Apresentação Preliminar...	11
2.1. Introdução	11
2.2. Ressorador <i>Loop-Gap</i>.....	12
2.2.1. Frequência de Ressonância e Fator de Qualidade.....	13
2.2.2. Formas de acoplamento.....	16
2.2.2.1. <i>Acoplamento capacitivo</i>	16
2.2.2.2. <i>Acoplamento indutivo</i>	18
2.2.3. Métodos de sintonia.....	19
2.2.3.1. <i>Sintonia mecânica</i>	19
2.2.3.2. <i>Sintonia eletrônica</i>	21
2.3. Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>.....	22
2.4. Estrutura do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>.....	25
3. Caracterização experimental do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i> em Banda L	
.....	29
3.1. Introdução	29

3.2. Freqüência de Ressonância.....	30
3.3 . Fator de Qualidade.....	36
3.4. Relação de onda estacionária (ROE).....	44
4. Modelamento do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>	48
4.1. Introdução	48
4.2. Representação por circuito equivalente para o Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>	49
4.3. Cálculo da freqüência de ressonância do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>	51
4.3.1. Procedimento de cálculo.....	51
4.3.2. Cálculo da indutância mútua e da auto-indutância do circuito equivalente.....	52
4.3.3. Capacitância do circuito equivalente	53
4.3.4. Análise Nodal	54
4.3.4. Previsão teórica e resultados experimentais.....	57
4.4. Influência do coeficiente de acoplamento e da blindagem na freqüência de ressonância	61
5. Projeto de um Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i> para Operar em banda S...	72
5.1. Introdução	72
5.2. Dimensionamento do Protótipo do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i> para Operar em banda S.....	73
5.3. Freqüência de Ressonância	75
5.4. Fator de Qualidade (Q) e Relação de Onda Estacionária (ROE)....	80

5.5. Comparação dos resultados experimentais com as previsões teóricas	
.....	87
6. Conclusões	90
Referências Bibliográficas	92

Listas de Figuras

FIGURA 1.1. Efeito de um campo magnético sobre a energia de um elétron desemparelhado, supondo que os elétrons desemparelhados da amostra possuam todos a mesma energia E_0 na ausência do campo externo H_0	3
FIGURA 1.2. Espectro esquemático de absorção de um experimento de RPE.....	4
FIGURA 1.3. Ilustração esquemática do Ressorador <i>Loop-Gap</i>	6
FIGURA 1.4. Configuração do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i> , em que d é a separação das fendas, h é a altura do ressoador e c o diâmetro do ressoador.....	7
FIGURA 1.5. Linhas de campo elétrico ao longo da fenda (a) Ressorador <i>Loop-Gap</i> (b) Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>	7
FIGURA 1.6. Montagem experimental do analisador de rede conectado ao Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>	7
FIGURA 2.1. Vista dos componentes principais do ressoador <i>Loop-Gap</i>	12
FIGURA 2.2. Configuração das linhas de campos magnético e elétrico.	13
FIGURA 2.3. Acoplamento capacitivo entre o ressoador <i>Loop-Gap</i> e a sonda do tipo monopolo	17
FIGURA 2.4. Acoplamento através de microfitas (a) sistema de acoplamento (b) configuração do campo eletromagnético (c) circuito equivalente, onde R_r , C_r e L_r são a resistência, capacitância e a indutância equivalente do ressoador, respectivamente.....	18
FIGURA 2.5. Acoplamento indutivo (a) configuração do acoplamento (b) circuito equivalente, onde L_a , R_r e C_r são a indutância do anel de acoplamento, a	

	resistência do ressoador e a capacitância do ressoador respectivamente.	19
FIGURA 2.6.	Sintonia mecânica por meio capacitivo (a) sistema de sintonia (b) circuito equivalente.....	20
FIGURA 2.7.	Sintonia mecânica por meio indutivo (a) sistema de sintonia (b) circuito equivalente, onde L_s é a indutância do anel de sintonia.	20
FIGURA 2.8.	Sintonia eletrônica (a) vista geral da montagem (b) seção transversal (c) circuito equivalente, no qual C_v é capacitância do varicap.....	21
FIGURA 2.9.	Ressoador <i>Bridged Loop-Gap</i> (a) vista do ressoador com a blindagem (b) seção transversal no plano xy	22
FIGURA 2.10.	Distribuição dos campos no ressoador BLG em seção transversal no plano xy (a) Distribuição do campo elétrico (b) Distribuição do campo magnético (referência [11])	24
FIGURA 2.11.	Vista em corte do sistema ressonante	26
FIGURA 2.12.	Mecanismo de acoplamento do sistema ressonante	27
FIGURA 3.1.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte para o Ressoador 1 com uma largura da fenda de 0,5mm	32
FIGURA 3.2.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte para o Ressoador 1 com largura da fenda de 1,0mm.....	33
FIGURA 3.3.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte para o Ressoador 1 com uma largura da fenda de 1,5mm	33
FIGURA 3.4.	Variação da frequência para três valores da largura da fendas (os quadrados são os dados experimentais e a linha cheia uma linearização destes dados).....	34
FIGURA 3.5.	Comparação da frequência de ressonância para ressoadores com diâmetros diferentes com uma largura da fenda de 1,0mm (os quadrados são os dados experimentais e a linha cheia uma linearização destes dados)	35
FIGURA 3.6.	Fator de qualidade em função da distância do ressoador 1 à espira de acoplamento operando em banda L com uma largura da fenda de	

	0,5mm, largura da ponte de 4mm e frequência de ressonância de 1,597GHz.....	37
FIGURA 3.7.	Variação do fator de qualidade em função da distância do ressoador 3 à espira de acoplamento operando em banda L com largura da fenda de 1,00 mm, largura da ponte de 6mm e frequência de ressonância de 1,828GHz.....	37
FIGURA 3.8.	Seção transversal no plano xy da espira de acoplamento e o ressoador...	38
FIGURA 3.9.	Fator de qualidade versus ângulo θ para o ressoador 1 com uma frequência de ressonância de 1,597 GHz	39
FIGURA 3.10.	Fator de qualidade versus ângulo θ para o ressoador 1 com frequência de ressonância 1,828 GHz	40
FIGURA 3.11.	Fator de Qualidade do Ressoador 1 com uma fenda de 0,5mm largura da ponte de 4mm (a) sem amostra aquosa: fator Q igual à 7986 (b) com amostra aquosa: fator Q igual à 7965.....	42
FIGURA 3.12.	Fator de Qualidade do Ressoador 3 com uma fenda de 1,0mm ponte = 6mm (a) sem amostra aquosa: fator Q igual à 9141 (b) com amostra aquosa: fator Q igual à 9111	43
FIGURA 3.13.	Variação da ROE em função da distância do ressoador 1 à espira de acoplamento, operando em banda L (1 à 2GHz) com largura da fenda de 0,5mm, largura da ponte de 4mm frequência de ressonância de 1,595 GHz	45
FIGURA 3.14.	Variação da ROE em função da distância do ressoador 3 à espira de acoplamento, operando em banda L (1 à 2GHz) com largura da fenda de 1,0mm, largura da ponte de 6mm e frequência de ressonância de 1,828GHz.....	45
FIGURA 3.15.	ROE versus o ângulo θ para o ressoador 1 com frequência de ressonância de 1,597GHz	46
FIGURA 3.16.	ROE versus o ângulo θ para o ressoador 1 com frequência de ressonância de 1,828GHz	47

FIGURA 4. 1. Modelagem dos capacitores e indutores concentrados para a construção do circuito equivalente	50
FIGURA 4.2. Circuito equivalente do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i>	51
FIGURA 4. 3. Procedimento de cálculo da frequência de ressonância.....	52
FIGURA 4.4. Resposta em frequência da tensão do ramo V_6 do circuito equivalente. A frequência de ressonância é igual a 1,63 GHz.....	59
FIGURA 4. 5. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 0,5mm.....	60
FIGURA 4. 6. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1mm.....	60
FIGURA 4. 7. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1,5mm.....	61
FIGURA 4.8. Circuito equivalente do Ressorador <i>Bridged Loop-Gap</i> empregando acoplamento indutivo (a) com anel de acoplamento (b) circuito equivalente do conjunto ressonante onde foi desprezada a resistência do primário.	62
FIGURA 4.9. Circuito equivalente final do conjunto ressonante e fonte de sinal	63
FIGURA 4. 10. Circuito equivalente final do conjunto ressonante após o cálculo da impedância de carga.....	65
FIGURA 4.11. Resposta em frequência do circuito equivalente do ressoador para vários valores de coeficiente de acoplamento (a) k igual à 0,1042 (b) k igual à 0,2.....	66
FIGURA 4. 12. Resposta em frequência do circuito equivalente do ressoador para vários valores de coeficiente de acoplamento (c) k igual à 0,5 (d) k igual à 0,7	67
FIGURA 4. 13. Resposta em frequência do ressoador para vários raios da blindagem (a) raio igual a 15,75mm (b) raio igual a 31,5mm (c) raio igual a 63mm (d) raio igual a 126mm.....	70
FIGURA 5.1. Comprimento do ressoador versus tensão do ramo (V_6) para uma frequência de ressonância igual à 3,5GHz	75

FIGURA 5.2.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte com uma largura da fenda de 0,5mm	76
FIGURA 5.3.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte com uma largura da fenda de 1mm	77
FIGURA 5.4.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte com uma largura da fenda de 1,5mm	77
FIGURA 5.5.	Comparação da frequência de ressonância em função da largura da ponte para diferentes larguras da fenda, em que os quadrados são os dados experimentais e as linhas cheias uma linearização destes dados.....	78
FIGURA 5.6.	Frequência de ressonância em função da largura da ponte para diferentes raios do ressoador, em que os quadrados são os dados experimentais e as linhas cheias uma linearização destes dados.	79
FIGURA 5.7.	Comparação da frequência de ressonância em função da largura da ponte para diferentes valores do raio da blindagem, em que os quadrados são os dados experimentais e as linhas cheias um linearização destes dados.	80
FIGURA 5.8.	Fator de qualidade versus a distância do ressoador à espira de acoplamento para um ressoador com largura da ponte de 3mm, largura da fenda de 0,5mm e frequência de ressonância de 3,45GHz.....	81
FIGURA 5.9.	ROE versus a distância do ressoador a espira de acoplamento para um ressoador com largura da ponte de 3mm, largura da fenda de 0,5mm e frequência de ressonância igual a 3,45GHz.....	82
FIGURA 5.10.	Seção transversal no plano xy da espira de acoplamento e o ressoador.	83
FIGURA 5.11.	(a) Fator de Qualidade versus θ (b) ROE versus θ (largura da ponte de 3mm, largura da fenda de 0,5mm, frequência de ressonância de 3,45GHz)	84
FIGURA 5. 12.	Fator de Qualidade igual à 17156,5 (ressoador sem amostra aquosa)...	85
FIGURA 5.13.	Fator de Qualidade igual à 11346 para o ressoador com amostra aquosa	86

FIGURA 5.14. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 0,5mm.....	87
FIGURA 5.15. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1,0mm.....	88
FIGURA 5.16. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1,5mm.....	88

Listas de Tabelas

TABELA 3.1. Dimensão física (em milímetros) dos Ressonadores <i>Bridged Loop-Gap</i> , em que r_o é o raio interno do ressoador, W é a espessura do ressoador, R é o raio da blindagem, Z é o comprimento do ressoador.	31
TABELA 4. 1. Valores da função q	56
TABELA 4. 2. Dimensões das matrizes e vetores utilizados	57
TABELA 4. 3. Especificações do ressoador para o cálculo da frequência de ressonância	58
TABELA 4. 4. Dimensões do ressoador 1	64
TABELA 5. 1. Especificações para o cálculo do protótipo	74
TABELA 5. 2. Dimensões do ressoador.....	76

Resumo

Esta dissertação trata da construção e caracterização de um ressoador *Bridged Loop-Gap* para aplicações em espectroscopia de Ressonância Paramagnética Eletrônica nas bandas L e S. As dimensões típicas deste ressoador são da ordem de 1/10 do comprimento de onda ressonante. O Ressoador *Bridged Loop-Gap* é de fácil fabricação e de baixo custo, possuindo uma excelente homogeneidade de campo magnético, bem como alto fator de preenchimento e fator de qualidade.

Neste trabalho foi desenvolvida uma sistemática para o dimensionamento e otimização do desempenho do referido ressoador, para aplicações em varias faixas de frequência de microondas. Estes estudos tomaram como base observações experimentais, as quais foram realizadas utilizando equipamento disponível no Laboratório de Telecomunicações da EESC/USP. Também foram analisados os modelos e métodos de predição da frequência de ressonância disponíveis na literatura, onde os resultados calculados foram comparados com os resultados obtidos experimentalmente, verificando sua validade na predição da frequência de ressonância do Ressoador *Bridged Loop-Gap*.

Abstract

This dissertation deals with the design and characterization of a Bridged Loop-Gap Resonators for applications in Spectroscopy of Electron Paramagnetic Resonance in the L and S bands. The typical dimensions of the resonator are of the order of 1/10 of the resonant wavelength. The Bridged Loop-Gap Resonator is easy to manufacture and it is low cost, showing an excellent homogeneity of magnetic field as well as high filling factor and quality factor.

In this work we describe the design, fabrication and performance of the Bridged Loop-Gap Resonator. These studies were based on experimental characterization, which was carried out using the equipment available in the EESC/USP Telecommunications Labs. Also we analyzed models and methods for estimating the resonance frequency. The methods were validated by comparing the calculated results with experimental data.

CAPÍTULO 1

Este capítulo visa apresentar uma introdução às principais características do ressoador *Bridged Loop-Gap*. Este tipo de ressoador tem sido empregado, com sucesso, nas pontes de microondas associadas aos espectrômetros de Ressonância Paramagnética Eletrônica (RPE). Por esta razão, inicialmente será dado um enfoque aos princípios básicos de Ressonância Paramagnética Eletrônica. O objetivo não é descrever este fenômeno em todos os seus detalhes, mais sim explicar melhor o motivo da utilização do ressoador *Bridged Loop-Gap* em aplicações de RPE.

Introdução

A espectroscopia é essencialmente um método de determinação dos níveis de energia relacionados com moléculas e átomos. Os métodos experimentais empregados para sua análise consistem, fundamentalmente, em medidas de frequência, porque a diferença de energia entre dois níveis envolvidos em uma transição determina a frequência de radiação que é absorvida ou emitida pela molécula ou átomo. A equação fundamental de espectroscopia é dada por [1]:

$$h\nu = | E_1 - E_2 |$$

onde h é a constante de Planck, ν é a frequência de radiação e E_1 e E_2 são os estados ou níveis de energias inicial e final dos sistemas que emitem ou absorvem a radiação.

O problema da espectroscopia experimental é medir com exatidão a frequência de radiação emitida ou absorvida, pois isto requer que consideremos questões tais como largura de linha, intensidade e padrões de frequência. Se estes dados experimentais forem obtidos para um grande número de transições em um sistema, modelos e teorias poderão ser investigados de forma que sejam capazes de fornecer informações sobre as interações existentes dentro de uma molécula ou átomo em particular. Assim, dados experimentais, derivados das frequências características das linhas espectrais, podem ser usados para comprovar, modificar e ampliar as teorias sobre as forças atômicas e moleculares.

A absorção de microondas em compostos de estado sólido tem sido muito estudada por meio da técnica de espectroscopia por ressonância paramagnética eletrônica. Esta técnica utiliza marcadores de spin, inseridos numa molécula, permitindo obter dados sobre a configuração da molécula ou do sistema investigado.

Os marcadores de spin são usados em amostras que possuem elétrons emparelhados, portanto seus átomos não apresentam momento magnético. Quando colocados na presença de campo magnético externo, os dipolos elementares tendem a alinhar-se com este campo. Para substâncias nas quais a molécula possui apenas um elétron desemparelhado, o único momento magnético associado é aquele com spin $S=1/2$. Ao ser aplicado o campo magnético externo os spins assumem dois sentidos de orientação possíveis $m_s = +1/2$ e $m_s = -1/2$, sendo m_s o número quântico de spin. Desta forma são obtidos dois estados de energia:

$$E_+ = \frac{1}{2} g\beta H, \quad \text{para } m_s = +1/2$$

$$E_- = -\frac{1}{2} g\beta H \quad \text{para } m_s = -1/2.$$

onde β é a constante de Bohr ($9,274 \cdot 10^{-21}$ erg/Gauss), g é o fator giromagnético e H é a intensidade do campo magnético.

Estes dois estados não possuem a mesma energia, FIGURA 1.1, e sua diferença cresce, proporcionalmente ao campo magnético.

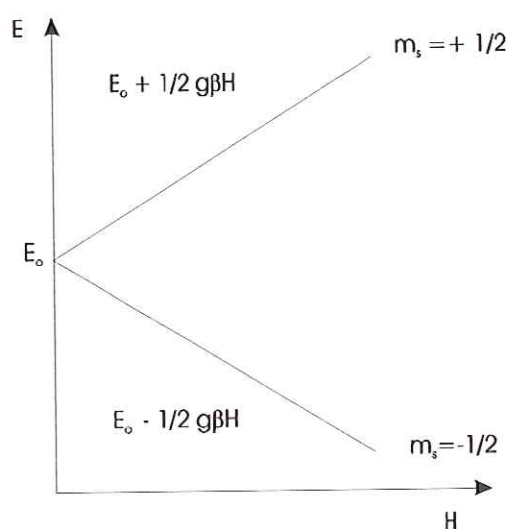


FIGURA 1.1. Efeito de um campo magnético sobre a energia de um elétron desemparelhado, supondo que os elétrons desemparelhados da amostra possuam todos a mesma energia E_0 na ausência do campo externo H_0 .

A diferença entre os dois níveis de energia é igual à:

$$\Delta E = g\beta H$$

À uma determinada temperatura, como a população do nível superior é menor que do nível energia inferior, parte dos elétrons deste nível podem ser deslocados ao nível superior através da absorção de fótons de energia com intensidade igual à diferença de energia entre os mesmos, ou seja:

$$h\nu = \Delta E = g\beta H$$

Em outras palavras, as transições entre níveis de energia, em uma amostra paramagnética imersa em um campo magnético H , podem ser obtidas através da incidência sobre a mesma de uma onda eletromagnética de frequência ν , igual a:

$$\nu = \frac{g\beta H}{h}$$

Este processo se denomina Ressonância Paramagnética Eletrônica (RPE). Nos experimentos de RPE o que se obtém do processo são espectros de absorção de energia em função da frequência, como mostra esquematicamente a FIGURA 1.2.

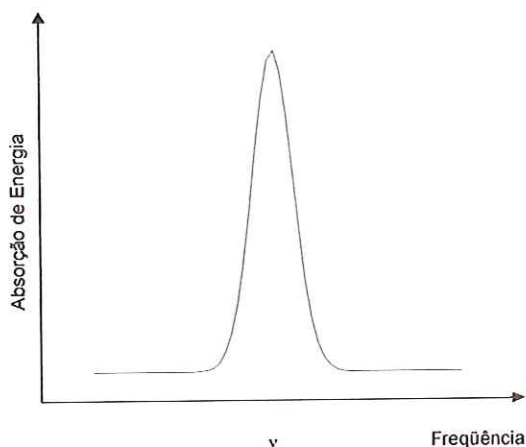


FIGURA 1.2. Espectro esquemático de absorção de um experimento de RPE

Por razões técnicas, na prática, é mais conveniente manter a frequência da onda eletromagnética constante e variar a intensidade do campo magnético. A observação do espectro sendo realizada através da variação da frequência ou através da variação do campo, deve satisfazer a equação acima, equação básica de RPE.

Em resumo, um experimento de Ressonância Paramagnética Eletrônica (RPE) consiste fundamentalmente de uma fonte de microondas, uma cavidade onde é inserida a amostra a ser analisada, um campo homogêneo na região da amostra, e um sistema de detecção. Um dos pontos problemáticos nos espectrômetros de RPE é a escolha da cavidade ressonante ou ressoador. O objetivo aqui é a otimização do produto ηQ , onde η é o fator de preenchimento (razão entre a energia magnética armazenada na região da amostra e a energia magnética total), e Q é o fator de qualidade do ressoador.

Ressoadores convencionais possuem excelente fator de qualidade, porém, levando-se em conta o tamanho das amostras normalmente envolvidas no processo de caracterização, o fator de preenchimento é baixo, isto é, as dimensões dessas cavidades são relativamente grandes em relação ao espaço disponível. Outro aspecto que também deve ser ressaltado é o fato de que o campo magnético em cavidades padrões é necessariamente não homogêneo e, portanto, alta homogeneidade do campo será somente obtida quando se restringe o tamanho da amostra.

Um bom exemplo de ressoador que apresenta excelentes propriedades, tais como homogeneidade de campo magnético, fator de preenchimento alto, fator de qualidade elevado e facilidade de construção, foi primeiramente desenvolvido por W.N. Hardy e L. A. Witehead [2], apresentando dimensões típicas da ordem de $1/10$ do comprimento de onda da frequência ressonante.

A FIGURA 1. 3 mostra uma ilustração simplificada deste ressoador, o qual é semelhante a um solenóide sintonizado pela capacitância apresentada pela fenda. Este ressoador foi denominado de *Loop-Gap* por W. Froncisz e James S. Hyde [3].

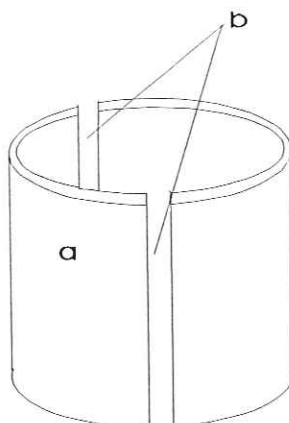


FIGURA 1. 3. Ilustração básica do Ressonador *Loop-Gap*

No ressonador *Loop-Gap* o *loop* ou anel é o elemento indutivo (a) envolvendo a amostra, enquanto as fendas ou *gaps* (b) são os elementos capacitivos. As linhas de campo magnético enlaçam o anel e as linhas de campo elétrico aparecem na fenda. As linhas de campo elétrico na região da fenda não são apenas paralelas, existindo também campo elétrico de borda na vizinhança da fenda. Este campo elétrico de borda causa perdas dielétricas na região da amostra. Estas perdas, por sua vez, degradam o fator de qualidade do ressonador. Para superar o problema de perdas dielétricas, o Ressonador *Bridged Loop-Gap* foi proposto [4,5].

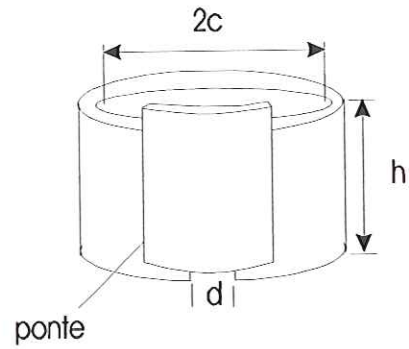


FIGURA 1. 4. Configuração do Ressonador *Bridged Loop-Gap*, em que d é a separação das fendas, h é a altura do ressonador e c o diâmetro do ressonador.

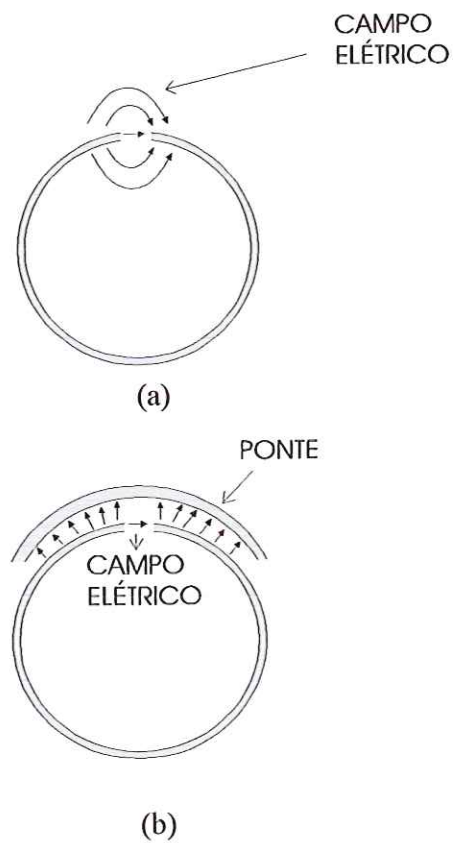


FIGURA 1. 5. Linhas de campo elétrico ao longo da fenda (a) Ressonador Loop-Gap (b) Ressonador Bridged Loop-Gap

A FIGURA 1.4 ilustra a estrutura do Ressorador *Bridged Loop-Gap* com uma única fenda. Na FIGURA 1.5 (a) é possível visualizar o campo elétrico na vizinhança da fenda, mostrando a existência de campo elétrico de borda do interior do Ressorador *Loop-Gap*. A FIGURA 1.5 (b) ilustra o campo elétrico no Ressorador *Bridged Loop-Gap*, indicando que, por meio de uma película metálica externa (ponte), o campo elétrico de bordas fica confinado na região entre a película e o anel condutor. As alterações feitas na estrutura do ressoador foram aplicadas apenas no seu corpo, mantendo o restante igual ao dispositivo *Loop-Gap*.

Uma grande vantagem deste novo ressoador é que, uma vez fixada a largura da fenda, a frequência de ressonância pode ser facilmente alterada variando a largura da película metálica externa (ponte).

Diversos trabalhos, utilizando o ressoador *Bridged Loop-Gap*, tem sido publicados [4-11]. Nestes sistemas, embora as aplicações sejam distintas, em todas as situações observa-se um destaque especial para o desempenho, facilidade de construção e baixo custo deste ressoador. No entanto, o que ainda se busca nessas publicações é caracterizar, com precisão, a frequência de ressonância, o fator de qualidade e outros parâmetros do ressoador, permitindo um desempenho otimizado. Com este objetivo, a pesquisa aqui proposta foi direcionada, procurando analisar o Ressorador *Bridged Loop-Gap*, no sentido de contribuir para o aprimoramento das técnicas de dimensionamento deste dispositivo.

Especificamente, neste trabalho será dada atenção ao desempenho do ressoador em relação aos diversos parâmetros de interesse, avaliados através de observações experimentais, obtidas por meio da utilização de um Analisador de Rede modelo HP8720C. A montagem de conexão do ressoador ao analisador de rede é mostrada na FIGURA 1. 6. Neste equipamento a faixa de cobertura é ampla suficiente para que seja possível a análise do ressoador em outras faixas de frequência ou mesmo em outros modos de operação do que aqueles originalmente projetados.



FIGURA 1. 6. Montagem experimental do analisador de rede conectado ao Ressonador *Bridged Loop-Gap*

Na mesma linha de ação será analisado o modelo e método empregado na literatura recente [6] para o dimensionamento do ressonador, verificando sua validade em comparação com as observações experimentais. À partir dos resultados obtidos se torna possível a elaboração de um procedimento de projeto e caracterização do ressonador.

Com estas considerações, apresentaremos no segundo capítulo uma breve descrição dos ressoadores *Loop-Gap* e *Bridged Loop-Gap* descrevendo algumas equações semi-empíricas disponíveis para determinar a frequência de ressonância e fator de qualidade do ressonador *Loop-Gap*. Discutiremos ainda neste capítulo a estrutura do ressonador *Bridged Loop-Gap* utilizado no projeto. No terceiro capítulo serão analisadas as variações causadas na frequência de ressonância, relação de onda estacionária (ROE) e o fator de qualidade do ressonador quando são alterados elementos relativos a sua estrutura. Estas observações experimentais serão realizadas na banda L. No quarto capítulo as observações experimentais, realizadas no capítulo 3, serão comparadas com os modelos e métodos empregados na literatura verificando sua faixa de validade e precisão. No quinto capítulo será mostrado o processo de construção e caracterização de

um ressoador *Bridged Loop-Gap* para atuar em banda S. O sexto capítulo será dedicado às conclusões finais.

CAPÍTULO 2

Ressoadores *Loop-Gap* e *Bridged Loop-Gap*: Apresentação Preliminar

2.1. Introdução

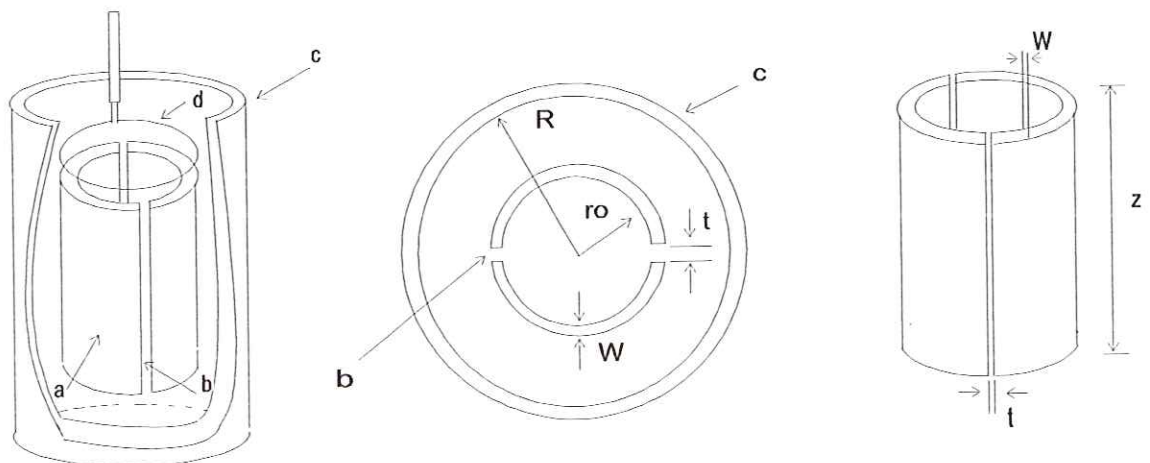
A primeira descrição de uma estrutura de microondas de fenda sintonizada data de 1939, quando Blumlein [12] recebeu a patente de uma antena de fenda ressonante com diâmetro de $1/30$ do comprimento de onda de interesse. Em 1940, a cavidade magnetron foi inventada por Boot e Randall [13]. A base do elemento ressonante nesta cavidade consistia de um tubo com uma fenda rebaixada em uma de suas extremidades, de fato uma extensão do ressoador original de Hertz [14].

Enquanto isto, ressoadores similares foram desenvolvidos para serem estudados em aplicações abaixo de 1 GHz. O mais popular destes ressoadores foi denominado de *Loop-Gap* e desenvolvido por Francisz e Hyde [3]. Posteriormente, a estrutura deste ressoador foi alterada, surgindo com o nome de *Bridged Loop-Gap* (BLG), conforme visto no capítulo anterior.

Neste capítulo, serão inicialmente apresentadas considerações teóricas, as técnicas de sintonização da frequência e os métodos de acoplamento possíveis para o ressoador *Loop-Gap*. Em seguida, será descrita a alteração realizada na estrutura do Ressoador *Loop-Gap* para a construção do *Bridged Loop-Gap* bem como a estrutura específica do ressoador *Bridged Loop-Gap* utilizada nesta dissertação.

2.2. Ressoador *Loop-Gap*

A FIGURA 2.1 mostra um esboço do ressoador *Loop-Gap*, que consiste de um cilindro condutor (*loop* ou anel) cortado por uma ou mais fendas (*gaps*) longitudinais. A estrutura é blindada por um condutor coaxial, no qual se insere o ressoador.



- a- elemento indutivo (anel)
- b- fenda
- c- blindagem
- d- elo de acoplamento indutivo

- Z - comprimento do ressoador
- r_0 - raio do ressoador (anel)
- R - raio da blindagem
- t - separação da fenda
- W - espessura do ressoador

FIGURA 2.1. Vista dos componentes principais do ressoador *Loop-Gap*

Através da FIGURA 2.2 ilustra-se esquematicamente que as linhas de campo magnético, no Ressorador *Loop-Gap*, enlaçam o anel enquanto as de campo elétrico aparecem na fenda. A corrente de condução, cujo fluxo se dá na direção circunferencial na superfície do anel, se transforma em corrente de deslocamento na fenda.

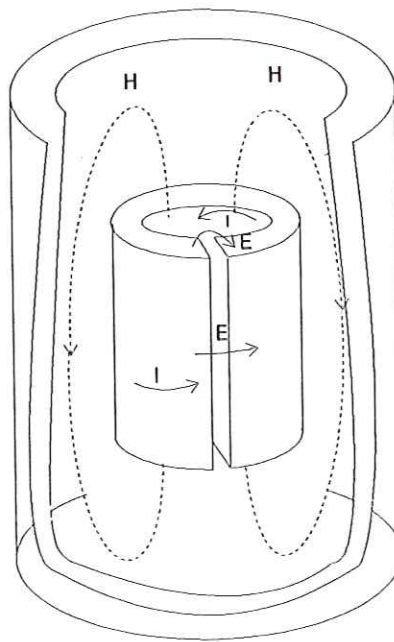


FIGURA 2. 2. Configuração das linhas de campos magnético e elétrico.

2.2.1. Frequência de Ressonância e Fator de Qualidade

Uma estimativa inicial da frequência de ressonância do ressonador *Loop-Gap* pode ser feita considerando o circuito equivalente deste ressonador como um circuito LC, sendo a fenda um capacitor de placas paralelas e o anel um indutor, em que a indutância e capacitância são dadas por:

$$L = \frac{\mu_o \pi r_o^2}{Z} \quad ; \quad C = \frac{\varepsilon W Z}{t n} \quad (2.1)$$

onde r_o é o raio do ressoador, W é a espessura do ressoador, t a separação da fenda, Z o comprimento do ressoador, ε a permissividade do meio, μ_o a permeabilidade do espaço livre e n o número de fendas.

Desta forma a frequência de ressonância pode ser escrita como:

$$\nu_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{n^{1/2}}{2\pi r_o} \cdot \left(\frac{t}{W}\right)^{1/2} \cdot \left(\frac{1}{\pi\varepsilon\mu_o}\right)^{1/2} \quad (2.2)$$

Da equação (2.2) observa-se que uma vantagem de se utilizar um número maior de fendas é tornar possível a utilização de ressoadores com raios maiores, permitindo a análise de amostras mais volumosas em frequência mais altas. Neste caso, a capacitância equivalente é aquela de cada fenda individual, associada em série.

A equação acima ainda ignora o campo elétrico de borda na fenda e os efeitos da blindagem. Se forem levados em conta os efeitos anteriormente ignorados a expressão passa a ser escrita como [15]:

$$\nu_o = \frac{c}{2\pi r_o} \sqrt{\frac{t}{\pi W}} \cdot \sqrt{1 + \frac{r_o^2}{R^2 - (r_o + W)^2}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{\Delta Z}{Z}}{1 + \frac{\Delta W}{W}}} \quad (2.3)$$

em que c é a velocidade da luz.

O parâmetro ΔZ representa uma extensão no comprimento do ressoador devido aos efeitos de borda do campo magnético nas suas extremidades. Similarmente, ΔW é o comprimento equivalente da extensão na largura da fenda devido ao campo elétrico de borda.

A equação (2.3) é semi-empírica. Para obter valores aproximados para ΔZ e ΔW , foram utilizados diversos ressoadores, variando sua frequência entre 1 a 10GHz, obtendo-se [15]:

$$\Delta Z \cong 0,18R \quad ; \quad \Delta W \cong 3,0t \quad (2.4)$$

A precisão dos resultados da expressão apresentada acima se torna menor à medida que a separação da fenda ultrapassa a relação $t/r_o > 0.2$.

O fator de qualidade, Q_s , considerando somente as perdas ôhmicas nas paredes do ressoador e na blindagem, é dado por [15]:

$$Q_s = \frac{r_o}{\delta} \cdot \frac{(1+p) \left(1 + \frac{\Delta Z}{Z}\right)}{1 + \left(1 + \frac{W}{r_o} + \frac{R}{r_o} + \frac{R^2}{3.8Zr_o}\right) p^2} \quad (2.5)$$

onde p é expresso por:

$$p = \frac{r_o^2}{R^2 - (r_o + W)^2} \quad (2.6)$$

e δ é a profundidade de penetração do efeito pelicular, definida por [16]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \nu_o \mu \sigma}} \quad (2.7)$$

sendo ν_o a frequência em Hz, μ a permeabilidade em H/m e σ a condutividade em S/m

Uma expressão para o fator de qualidade, Q_c , resultante das perdas dielétricas, sem inclusão das perdas da paredes dos condutores, foi proposta por Froncisz e Hyde

[3], que a obtiveram semi-empíricamente para cada fenda, levando em conta os efeitos de borda [17]:

$$Q_c = \frac{1,7 \cdot 10^5 t}{(v_o)^{3/2} \epsilon W^2 \left[1 + 2,5 \left(\frac{t}{W} \right) \right]} \quad (2.8)$$

em que t e W são dimensões da fenda tomadas em metros, v_o é a frequência em Hz e ϵ a permissividade do meio ($8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m para vácuo).

Assim o fator de qualidade total pode ser encontrado utilizando (2.5) e (2.8):

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_s} + \frac{1}{Q_c} \quad (2.9)$$

2.2.2. Formas de acoplamento

Nesta seção serão discutidas duas formas de acoplamento entre o ressoador e a fonte de sinal. Não será dado um tratamento completo, mas sim exemplos específicos a fim de indicar o tipo de resultado obtido através destes acoplamentos.

2.2.2.1. Acoplamento capacitivo

Esta forma de acoplamento pode ser realizada através de uma sonda, a qual forma uma pequena antena do tipo monopolo. Esta antena é colocada nas vizinhanças da fenda, como mostra a FIGURA 2.3, e o acoplamento ocorre devido à interação do campo elétrico de borda das fendas com o monopolo. A sonda é uma extensão do condutor central do cabo coaxial que excita o ressoador.

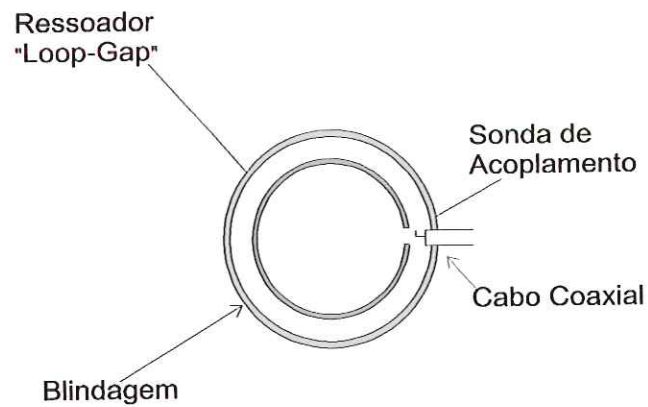


FIGURA 2. 3. Acoplamento capacitivo entre o ressonador *Loop-Gap* e a sonda do tipo monopolo

O coeficiente de acoplamento deste método pode ser facilmente alterado variando-se a distância entre o ressonador e a sonda.

2.2.2.2. Acoplamento indutivo

O ressoador *Loop-Gap* pode ser acoplado magneticamente através de uma linha de transmissão como mostra a FIGURA 2.4:

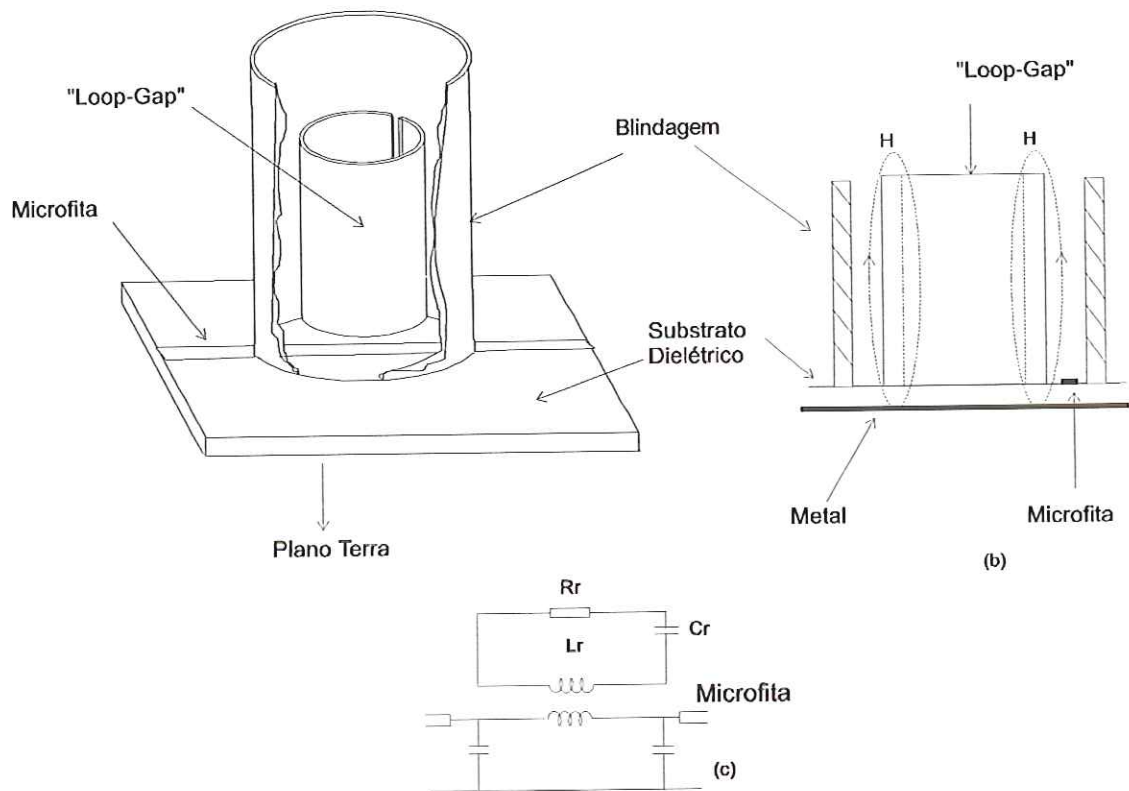


FIGURA 2.4. Acoplamento através de microfita (a) Sistema de acoplamento (b) configuração do campo eletromagnético (c) circuito equivalente, onde R_r , C_r e L_r são a resistência, capacitância e a indutância equivalente do ressoador, respectivamente.

Neste tipo de acoplamento o ressoador é acoplado magneticamente a uma linha de transmissão construída com a técnica de microfita, tornando o ressoador *Loop-Gap* compatível com circuitos integrados de microondas.

Outro tipo de acoplamento indutivo pode ser obtido através de uma única espira [2,3 e 15] disposta conforme a FIGURA 2.5. Neste esquema a espira de acoplamento utiliza o campo magnético de uma das extremidades do ressoador.

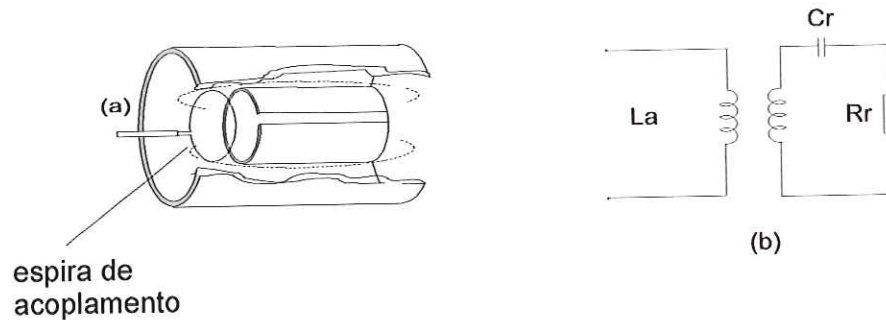


FIGURA 2.5. Acoplamento indutivo (a) configuração do acoplamento (b) circuito equivalente, onde L_a , R_r e C_r são a indutância do anel de acoplamento, a resistência do ressoador e a capacitância do ressoador respectivamente.

Nestes dois métodos de acoplamento altera-se o coeficiente de acoplamento variando-se a distância do ressoador ao elemento de acoplamento.

2.2.3. Métodos de sintonia

Para uma sintonia fina da frequência de ressonância do ressoador *Loop-Gap*, dois métodos são bastante utilizados. O primeiro emprega meios mecânicos, podendo a sintonia ser realizada indutivamente ou capacitivamente. O segundo método de sintonia utiliza-se de meios eletrônicos, através do uso de diodos.

2.2.3.1. Sintonia mecânica

O método de sintonia mecânica capacitiva consiste na inserção de uma lâmina dielétrica no interior da fenda, aproveitando a alta intensidade de campo elétrico nesta região. Neste método a sintonia da frequência de ressonância provém da profundidade de penetração da lâmina e de sua constante dielétrica.

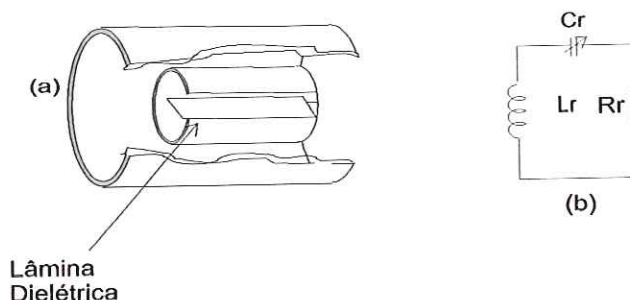


FIGURA 2.6. Sintonia mecânica por meio capacitivo (a) sistema de sintonia (b) circuito equivalente.

Um outro tipo de sintonia mecânica é a indutiva, que ocorre através do posicionamento de uma espira curto-circuitada em uma das extremidades do ressonador. Aqui, a corrente induzida na espira produz um campo magnético em oposição ao do ressonador. Isto diminui a indutância e incrementa a frequência de ressonância.

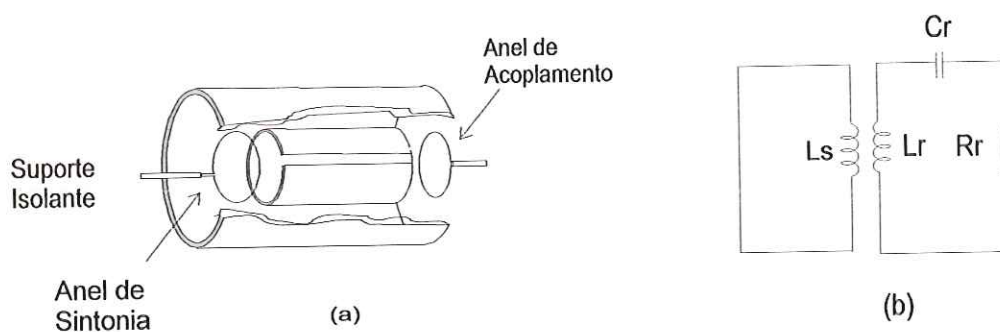


FIGURA 2.7. Sintonia mecânica por meio indutivo (a) sistema de sintonia (b) circuito equivalente, onde L_s é a indutância do anel de sintonia.

2.2.3.2. Sintonia eletrônica

Um diodo varicap pode ser utilizado para a sintonia eletrônica do ressoador, como mostra a FIGURA 2.8, indicando a possível adaptação do diodo varicap à fenda por meio de duas capacitâncias C_1 e C_2 , como apresentado no circuito equivalente.

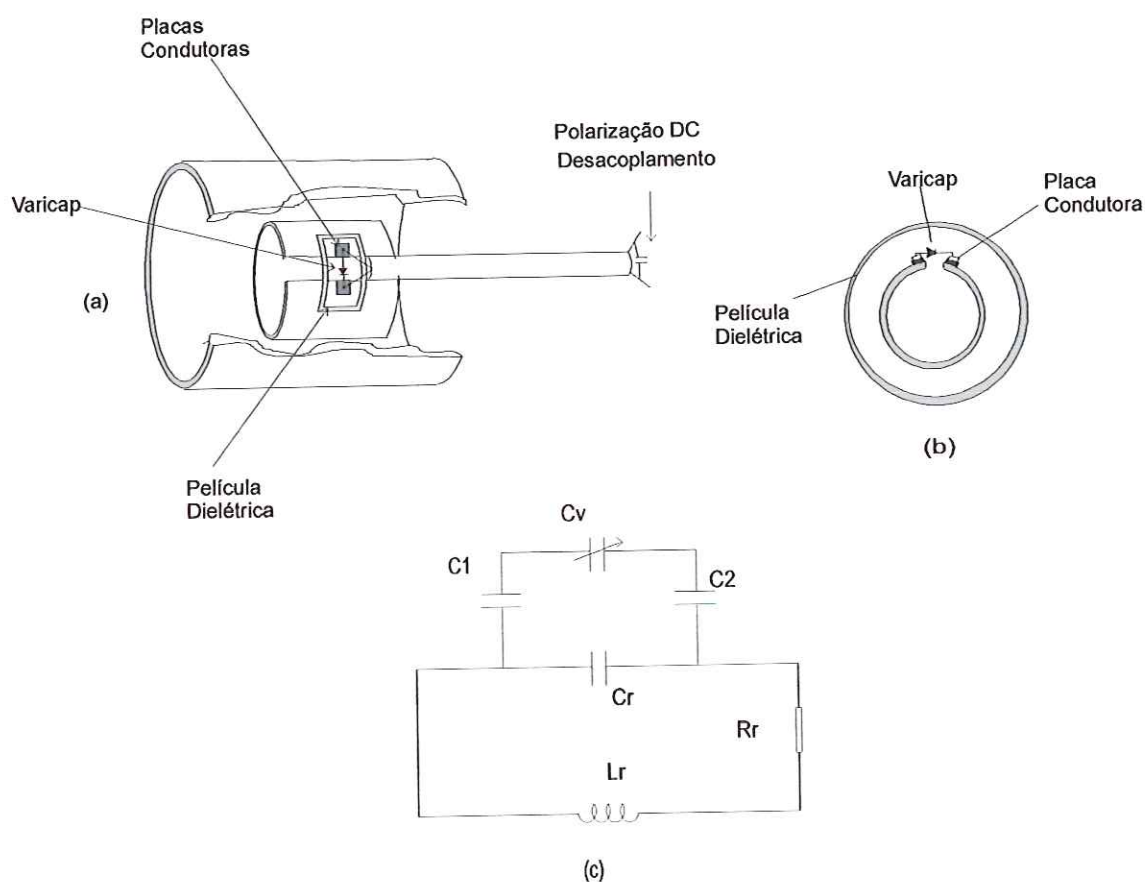


FIGURA 2.8. Sintonia eletrônica (a) vista geral da montagem (b) seção transversal (c) circuito equivalente, no qual C_v é capacitância do varicap

A polarização do varicap é feita por meio de um cabo coaxial com comprimento $\lambda/4$ na frequência de operação, terminado por um capacitor de desacoplamento para

isolar o circuito de polarização da frequência de microondas. Neste método, o fator de qualidade do ressonador é baixo, porque o fator de qualidade do varicap, na faixa de microondas, é reduzido, prejudicando o desempenho do conjunto. Os capacitores C_1 e C_2 resultam das duas placas condutoras dispostas em ambos os lados da fenda, servindo para suporte e acoplamento entre o ressonador e o varicap.

2.3. Ressonador *Bridged Loop-Gap*

Uma alteração na estrutura do ressonador *Loop-Gap* tornou possível a criação de um novo ressonador, conforme a FIGURA 2. 9. Neste ressonador a fenda aparece em sua parte interna através da interrupção da superfície metálica e a capacitância, que seria fornecida apenas pela fenda no ressonador anterior, agora aparece nas duas partes metálicas do ressonador, interna e externa, sendo que a última atua como ponte na região da fenda. Por esta razão, denomina-se o dispositivo de ressonador *Bridged Loop-Gap*.

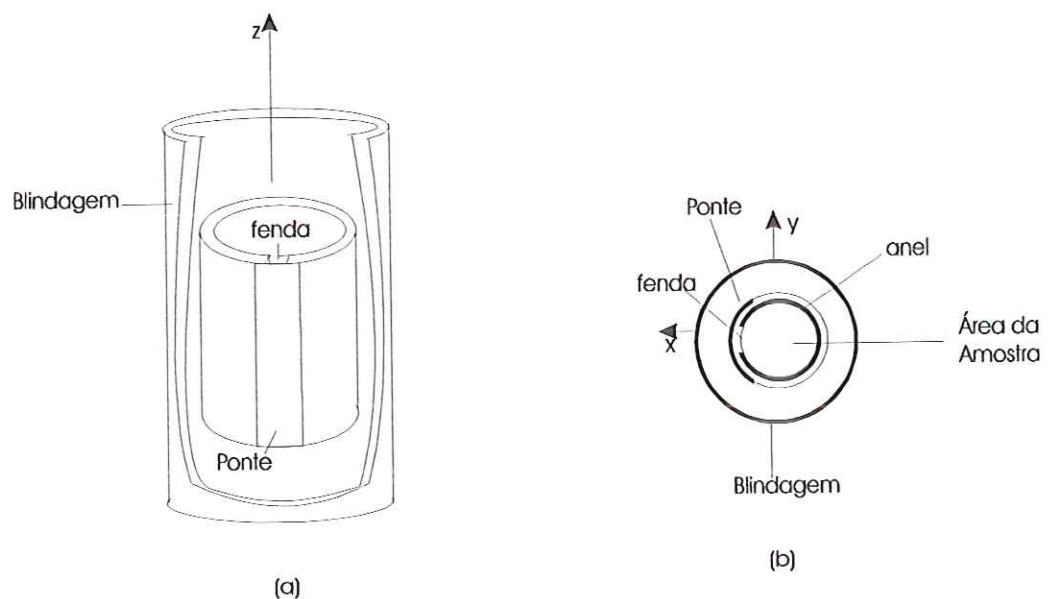


FIGURA 2. 9. Ressonador *Bridged Loop-Gap* (a) Vista do ressonador com a blindagem (b) seção transversal no plano xy

No novo ressonador a blindagem e o sistema de acoplamento foram mantidos iguais ao anterior alterando-se apenas a região da capacitância. Como já foi mencionado

no capítulo anterior, a grande vantagem deste ressoador é que a frequência de ressonância pode ser alterada modificando-se apenas a largura da película metálica (ponte).

A distribuição do campo magnético no interior do ressoador *Bridged Loop-Gap* é muito homogênea, diminuindo de intensidade à medida que se aproxima da área da fenda e atingindo o seu menor valor na região onde o anel e a ponte se sobrepõem [11].

Um estudo sobre as configurações de campos elétricos e magnéticos para o sistema completo deste ressoador é feito na referência [11], onde métodos computacionais permitem a análise da distribuição de campo em vários pontos do ressoador, FIGURA 2.10 (a) e FIGURA 2.10 (b).

A maior intensidade do campo elétrico é encontrada entre a ponte e o anel, havendo alta intensidade do campo magnético na região da amostra que é envolvida pelo anel. A densidade do fluxo magnético no interior do anel é da ordem de 10 a 20 vezes maior que a densidade do fluxo entre o ressoador e a blindagem, resultando em um alto fator de preenchimento.

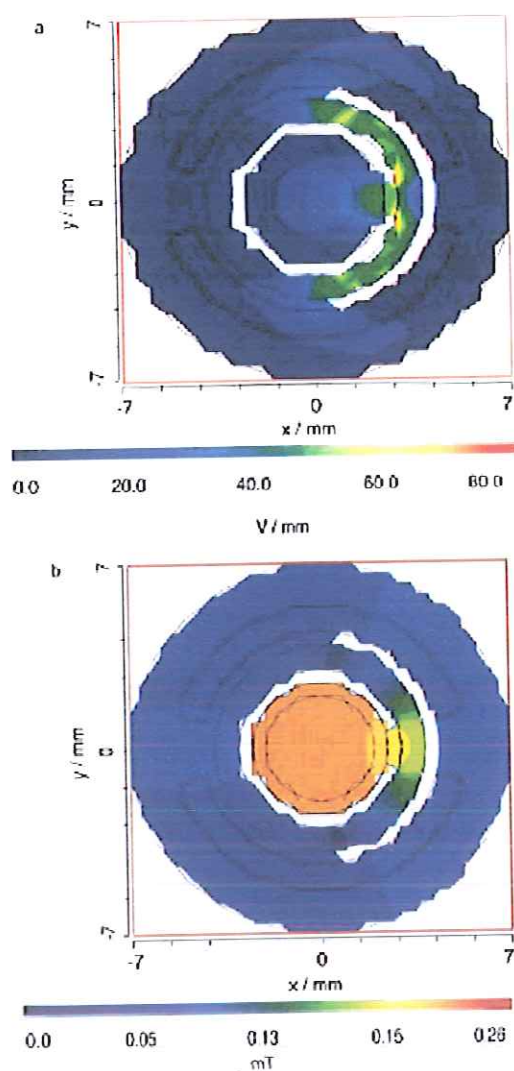


FIGURA 2.10-Distribuição dos campos no ressoador BLG em seção transversal no plano xy (a) Distribuição do campo elétrico (b) Distribuição do campo magnético (referência [11])

Todas essas informações sobre o Ressorador *Bridged Loop-Gap* são muito importantes em experimentos de Ressonância Paramagnética Eletrônica (RPE) nos quais o posicionamento apropriado de uma amostra com altas perdas dielétricas é vital para que não haja redução do sinal de RPE.

2.4. Estrutura do Ressorador *Bridged Loop-Gap*

A estrutura do ressoador *Bridged Loop-Gap*, utilizado neste projeto, tomou como base o ressoador construído pelo professor José Carlos Sartori em sua tese de doutorado [18]. Poucas alterações foram feitas em relação à estrutura originalmente projetada, sendo feita nesta seção apenas uma breve descrição da implementação do ressoador.

Para a blindagem do ressoador *Bridged Loop-Gap* foi utilizado acrílico e para o seu corpo foi empregado quartzo, de alto grau de pureza. Isto contribui muito para que o fator de qualidade do ressoador tenha apresentado um valor alto se comparado ao de outros ressoadores encontrados na literatura [4] e [11], chegando até triplicar este valor em alguns casos. Nas superfícies metálicas foi utilizado alumínio convencional, do tipo doméstico, não banhado em prata, como havia sido feito no ressoador original. A fixação da película metálica de alumínio nas paredes do corpo do ressoador foi feita com óleo de silicone o que permitiu uma boa aderência entre as partes. A utilização do óleo de silicone simplificou a operação de troca da fita metálica externa (ponte) tornando assim mais fácil a mudança da frequência de ressonância do ressoador. Na blindagem a película metálica ficou dobrada para fora, na parte superior, permitindo melhor contato com a tampa.



FIGURA 2.11. Vista em corte do sistema ressonante

O sistema de acoplamento é do tipo indutivo, como o mostrado na FIGURA 2.5, sendo a espira formada por uma das extremidades do cabo coaxial semi-rígido. O comprimento interno deste cabo, que suporta a espira de acoplamento, foi determinado experimentalmente na referência [18], de forma a manter a espira suficientemente distante da parte superior da blindagem, para que sua interferência na operação do sistema não fosse significativa. A FIGURA 2.11 mostra uma vista em corte do sistema completo em vários ângulos.

A espira de acoplamento deve ter um diâmetro proporcional ao diâmetro externo do tubo de quartzo, reduzindo a instabilidade mecânica com espaçamento suficiente, porém, para garantir variações suaves do parâmetro de acoplamento. Nesta montagem a espira de acoplamento permanece fixa e o corpo do ressonador é que se movimenta, aproximando-se ou distanciando-se do anel, alterando assim as condições de acoplamento.

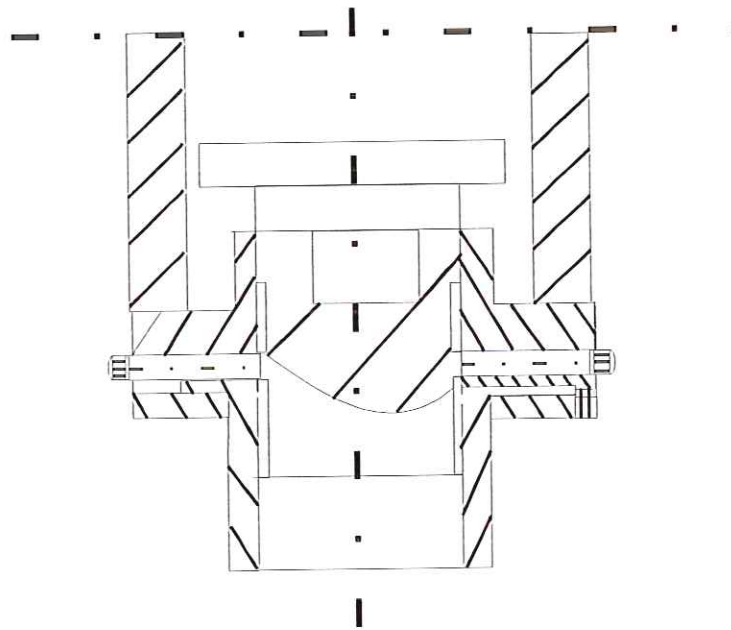


FIGURA 2.12. Mecanismo de acoplamento do sistema ressonante

A estrutura de acoplamento é composta por uma peça cilíndrica com rosca interna. Através desta rosca fica acoplado um êmbolo metálico que se desloca no interior da peça cilíndrica quando a mesma gira. Esta peça cilíndrica possui uma aba na parte

superior, apoiada entre a base da blindagem e um anel de sustentação, o que permite que esta gire sem sofrer deslocamento. Dois parafusos colocados lateralmente na direção perpendicular ao eixo do êmbolo conduzem o deslocamento na direção do eixo do sistema. Na parte superior do êmbolo é presa uma peça isolante que atua como separação e suporte entre o êmbolo e o corpo do ressoador. Este sistema de acoplamento permite um ajuste de acoplamento extremamente fino. A FIGURA 2.12 mostra um corte transversal do sistema de acoplamento.

No próximo capítulo será retomado o estudo do Ressoador *Bridged Loop-Gap*, iniciado em [18], analisando diversos parâmetros do ressoador à partir de observações experimentais.

CAPÍTULO 3

Caracterização experimental do Ressorador *Bridged Loop-Gap* em Banda L

3.1. Introdução

Em 1991, o professor José Carlos Sartori, co-orientador desta dissertação, defendeu, como tese de doutorado [18], um trabalho onde foi construída uma ponte de microondas em banda L para aplicações em RPE. Grande parte de seu trabalho foi dedicada à escolha da cavidade ressonante mais adequada para a aplicação indicada, sendo finalmente escolhida uma cavidade ressonante, o ressoador *Bridged Loop-Gap* (BLGR), que garantiu um excelente desempenho para o sistema, permitindo a análise de amostras na banda L.

Na época, poucas informações teóricas sobre o ressoador *Bridged Loop-Gap* foram encontradas na literatura, fazendo com que o trabalho de desenvolvimento utilizasse como ponto de partida apenas modelos simplificados do ressoador.

Para a determinação da capacitância na região da fenda utilizaram-se expressões aproximadas, originalmente derivadas para linhas de microfita [19,20], que foram adaptadas para o caso de interesse. Todavia, os resultados experimentais obtidos foram

promissores. De fato, o alto valor do fator de qualidade pouco se alterou quando foi introduzida amostra aquosa na cavidade.

Com base naqueles resultados é aqui retomada esta linha de pesquisa tendo como objetivo aprimorar os estudos sobre o ressoador *Bridged Loop-Gap*, realizando uma caracterização sistemática para auxílio de projeto nas faixas de frequências da banda L.

Com este propósito, neste capítulo foi dada uma atenção especial aos diversos parâmetros que caracterizam o desempenho do ressoador, tais como frequência de ressonância, fator de qualidade (fator Q) e relação de onda estacionária (ROE).

3.2. Frequência de Ressonância

A frequência de ressonância do Ressorador *Bridged Loop-Gap*, como a do Ressorador *Loop-Gap*, é essencialmente determinada pela capacitância na região da fenda e pela indutância do anel.

$$\nu = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

sendo:

$$L = \frac{\mu_0 \pi r_0^2}{Z} \quad ; \quad C = \frac{\epsilon WZ}{tn} \quad (3.2)$$

onde r_0 , Z , W , t , n foram definidos na FIGURA 2.1 para o Ressorador *Loop-Gap*.

Na prática, é usual ajustar a frequência de ressonância alterando-se a largura da ponte na superfície externa do ressoador ou variando-se a largura da fenda. Deste modo, foram analisadas as alterações ocorridas na frequência de ressonância para três ressoadores com diferentes diâmetros.

Ressorador Número	r_o (mm)	w (mm)	w_1 (mm)	R (mm)	Z (mm)
1	8,25	2,14	0,01	15,75	25
2	9,81	1,2	0,01	15,75	25
3	7,4	2,14	0,01	15,75	25

TABELA 3.1. Dimensão física (em milímetros) dos Ressonadores *Bridged Loop-Gap*, em que r_o é o raio interno do ressoador, w a espessura do tubo de quartzo, R é o raio da blindagem, w_1 a espessura da película de alumínio e Z o comprimento do ressoador.

A FIGURA 3.1 ilustra os resultados obtidos para a frequência de ressonância na banda L para o ressoador 1 da TABELA 3.1, com uma fenda de 0,5mm. Esta investigação foi realizada modificando-se a largura da ponte do ressoador. Os resultados obtidos representam o comportamento do ressoador *Bridged Loop-Gap* quando são alterados elementos relativos a sua capacitância.

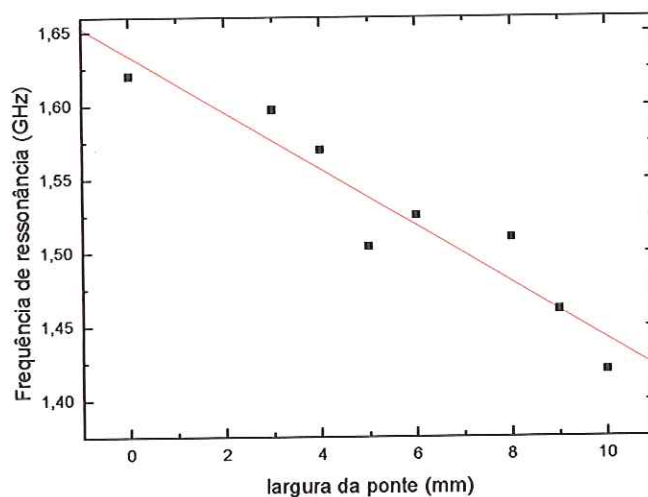


FIGURA 3.1. Freqüência de ressonância em função da largura da ponte para o ressoador 1 com uma largura da fenda de 0,5mm

Os gráficos mostram que, conforme aumenta a largura da ponte, a freqüência de ressonância decai. Isto ocorre porque um aumento na largura da ponte faz com que a capacitância equivalente do ressoador aumente. Outra maneira de alterar a capacitância do ressoador é efetuada por meio da alteração da largura da fenda.

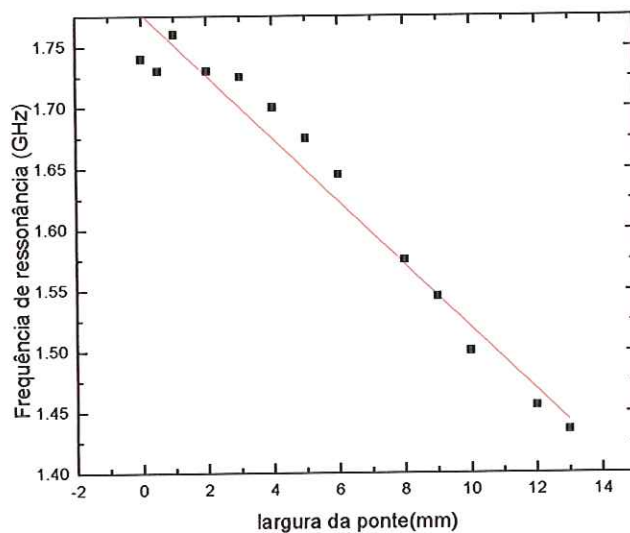


FIGURA 3.2. Frequência de ressonância em função da largura da ponte para o ressoador 1 com largura da fenda de 1,0mm

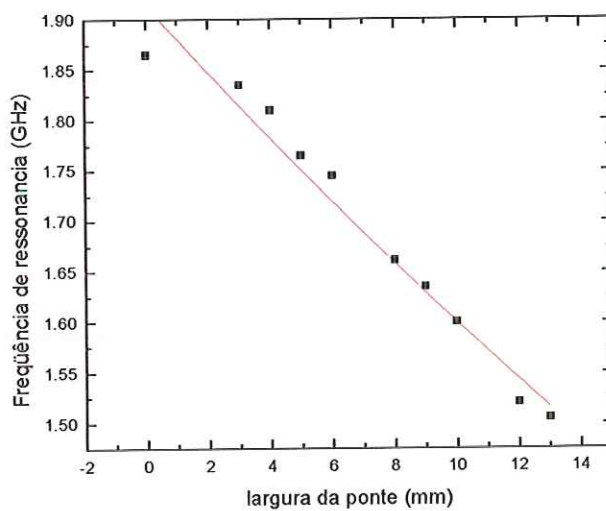


FIGURA 3.3. Frequência de ressonância em função da largura da ponte para o ressoador 1 com uma largura da fenda de 1,5mm

Nas duas últimas figuras, verifica-se que a dependência funcional da frequência de ressonância em relação à largura da ponte não se alterou quando foi modificada a largura da fenda. Todavia, ocorreram mudanças no valor da frequência de ressonância.

A FIGURA 3.4 apresenta a frequência de ressonância do Ressorador *Bridged Loop-Gap* em função da largura da ponte para três fendas distintas. As curvas reafirmam a dependência funcional da frequência de ressonância do dispositivo mostrada nas últimas figuras, indicando um aumento no valor da frequência ressonância à medida que aumenta a largura da fenda.

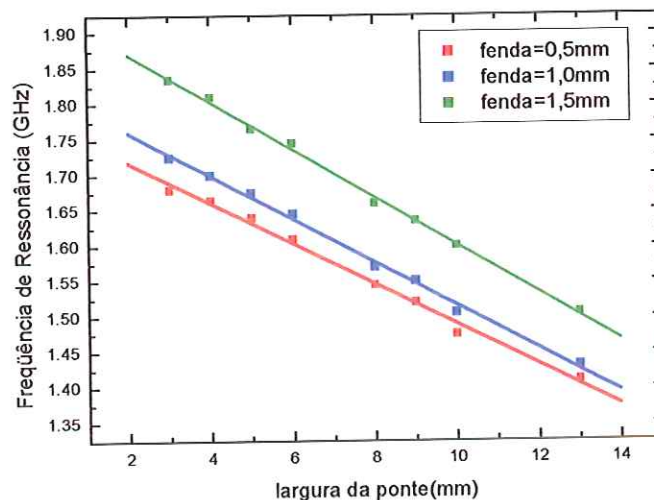


FIGURA 3.4. Frequência para três valores da largura da fendas. Os quadrados são os dados experimentais enquanto a linha cheia é uma linearização destes dados.

Para explicar a razão deste acréscimo, deve-se visualizar a fenda como um capacitor de placas paralelas. A capacitância, neste caso, é inversamente proporcional à distância entre as placas; quando aumenta esta distância diminui a capacitância, conseqüentemente aumentando a frequência de ressonância.

Até aqui, em ambos os casos, a frequência de ressonância foi alterada através dos parâmetros relacionados à componente capacitiva, uma vez que a capacitância do

ressoador é essencialmente determinada pela região onde a fenda e a ponte se sobrepõem.

A alteração da frequência de ressonância do ressoador *Bridged Loop-Gap* por meio indutivos foi realizada mediante a variação do diâmetro do ressoador ou da blindagem.

A FIGURA 3.5 mostra a variação da frequência em relação ao diâmetro do ressoador. Os resultados obtidos indicam que, à medida que aumenta o diâmetro do anel, diminui a frequência de ressonância do ressoador. Isto pode ser facilmente explicado se considerarmos o anel como um indutor; aumentando o seu diâmetro aumenta-se também a sua indutância, que é inversamente proporcional à frequência de ressonância. Conseqüentemente, esta decresce.

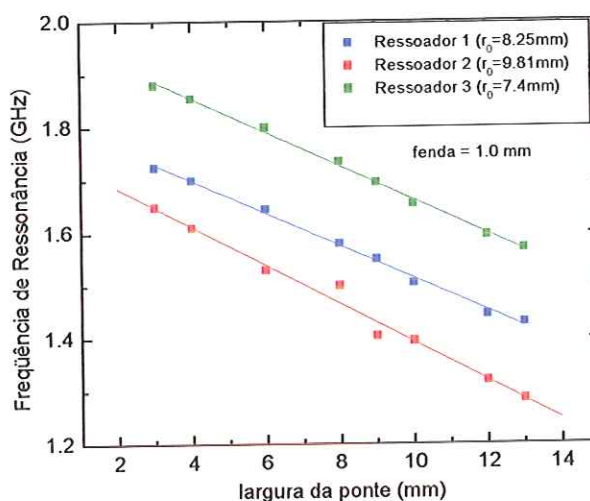


FIGURA 3.5. Comparação da frequência de ressonância para ressoadores com diâmetros diferentes com uma largura da fenda de 1,0mm. Os quadrados são os dados experimentais e a linha cheia é uma linearização destes dados.

3.3 . Fator de Qualidade

Um importante parâmetro que especifica a seletividade em frequência e o desempenho, de um modo geral, de um ressoador, é o fator de qualidade, ou fator Q [21]:

$$Q = 2\pi \frac{\text{máxima energia armazenada}}{\text{energia dissipada por ciclo}} \quad (3.3)$$

O fator de qualidade do Ressoador *Bridged Loop-Gap* é essencialmente determinado pela espessura da parede metálica, pelo metal usado para revestimento, pela qualidade da superfície do metal, pelas perdas dielétricas, pela posição da região onde se localiza a fenda em relação à abertura da espira de acoplamento e pela distância entre o ressoador e a espira de acoplamento.

Como, neste projeto, foi empregado apenas um tipo de metal para revestimento nas paredes do ressoador, uma película de alumínio com espessura igual a 0,01mm, o fator de qualidade será caracterizado apenas por meio de variações na posição da região da fenda em relação à espira de acoplamento e à distância do ressoador à espira. Além disto, será investigada a influência da introdução de amostras aquosas no interior do ressoador.

Os valores de Q descarregado (ou seja, sem amostra no interior do ressoador) obtidos como função da distância dos ressoadores 1 e 3, da Tabela 3.1, à espira de acoplamento, são mostrados nas figuras à seguir. Nesta caracterização foram buscadas as condições de melhor adaptação de impedância para valores de Q dos referidos ressoadores. Vale mencionar que, nos experimentos a seguir, o fator de qualidade está, de fato, subestimado, devido à limitação do analisador de rede, o qual não consegue resolver passos de frequência menores que 100KHz, acarretando erros na definição exata da frequência de ressonância.

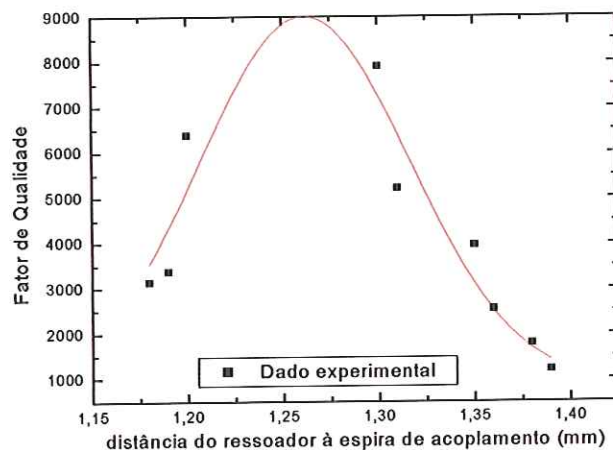


FIGURA 3.6. Fator de qualidade em função da distância do ressonador 1 à espira de acoplamento operando em banda L com uma largura da fenda de 0,5 mm, largura da ponte de 4mm e frequência de ressonância de 1,597 GHz.

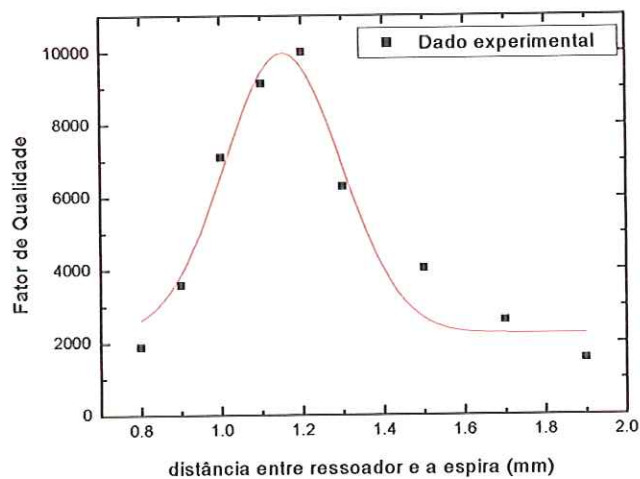


FIGURA 3. 7. Fator de qualidade em função da distância do ressonador 3 à espira de acoplamento operando em banda L com largura da fenda de 1,00 mm, largura da ponte de 6mm e frequência de ressonância de 1,828 GHz.

Os gráficos mostram que existe uma distância na qual é obtido o melhor casamento de impedância. Neste ponto ocorre o mais alto valor do fator Q, fora deste ponto o fator Q tende a cair. Nesta análise, a largura da ponte é utilizada para sintonizar a frequência de ressonância.

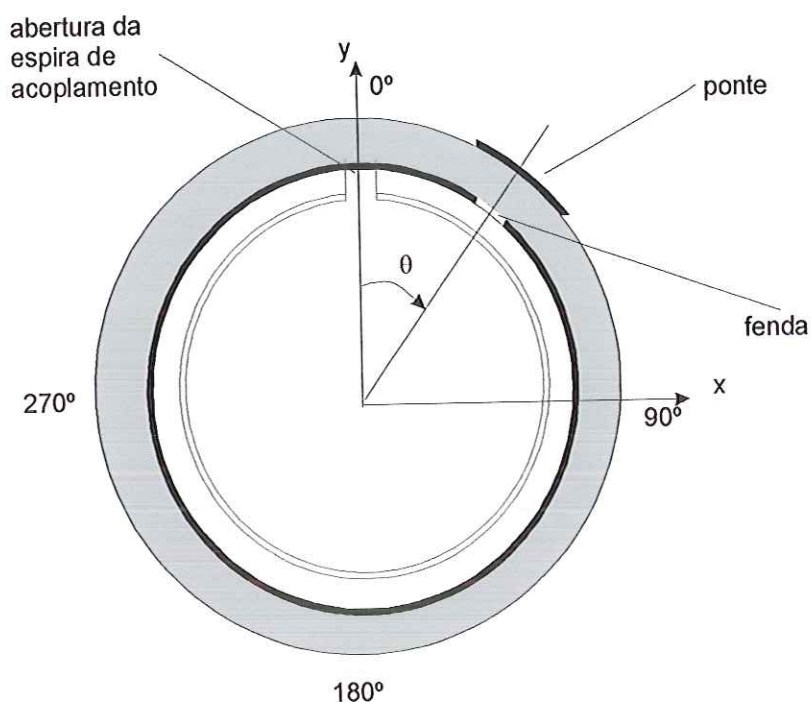


FIGURA 3. 8. Seção transversal no plano xy da espira de acoplamento e o ressonador.

Um outro parâmetro importante que influencia o fator de qualidade é a posição, em relação à espira de acoplamento, da região onde se localiza a fenda. Com referência à FIGURA 3. 8, θ é o ângulo que a região onde se localiza a fenda faz com a abertura da espira de acoplamento. Por meio da relação entre o fator de qualidade e a posição da fenda no plano xy, torna-se possível identificar o ângulo ótimo, no qual se tem o melhor casamento de impedância. A rotação do ressonador, no plano xy, é feita no sentido horário, conforme o esquema acima.

Para esta análise, deve-se manter constante o grau de acoplamento onde ocorreu o melhor casamento quando era analisada a distância entre o ressoador e à espira de acoplamento, para que assim se tenha certeza que o único parâmetro a influenciar o fator de qualidade, neste momento, é a posição da fenda, no plano xy. Além disso, vale lembrar que sempre ocorrem pequenas variações na frequência de ressonância devido à grande sensibilidade do ressoador, uma vez que, para alterar a posição da fenda, deve-se desmontar a estrutura. Todavia estas variações encontradas na frequência de ressonância são da ordem de 10% a 15% devendo, portanto, não influenciar excessivamente na análise. A figura abaixo mostra os resultados finais obtidos para o comportamento do fator de qualidade do ressoador quando este sofre rotação no plano xy.

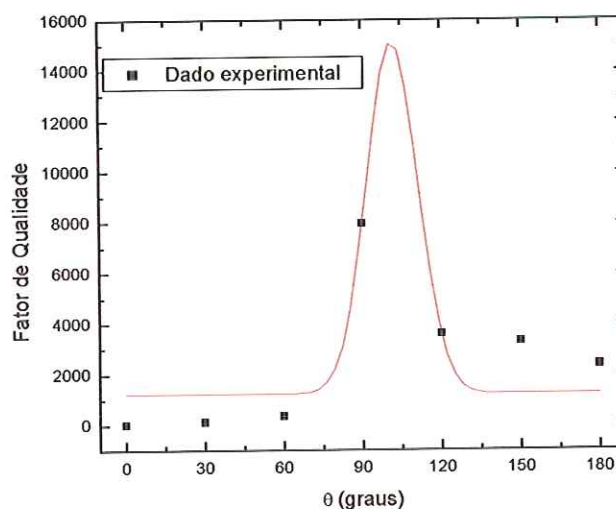


FIGURA 3.9. Fator de qualidade versus ângulo θ para o ressoador 1 com uma frequência de ressonância de 1,597 GHz

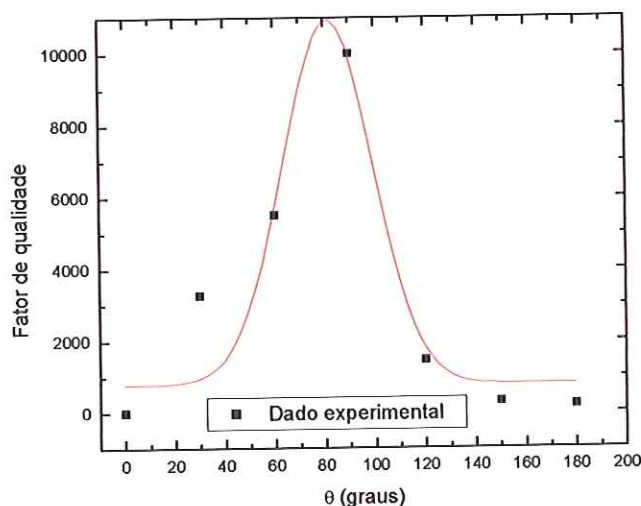


FIGURA 3.10. Fator de qualidade versus ângulo θ para o ressonador 3 com frequência de ressonância de 1,828 GHz

Observa-se que o fator de qualidade, em função do posicionamento da fenda, tem seu valor máximo quando a fenda faz um ângulo de aproximadamente 90° com o orifício da espira de acoplamento.

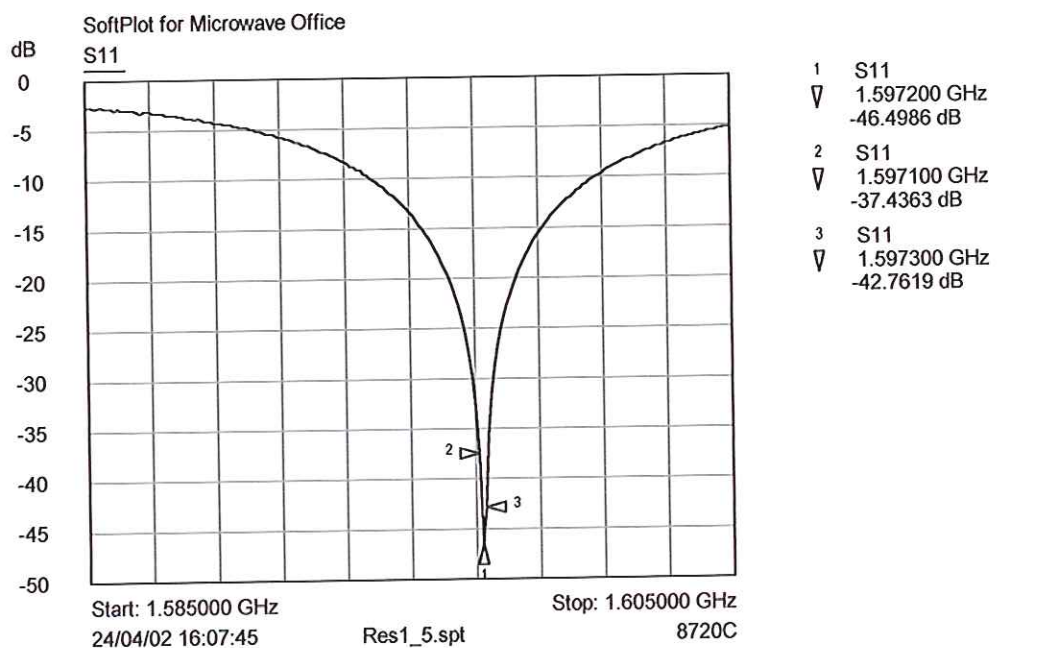
O motivo pelo qual o fator de qualidade sofre influência da localização e orientação do ressonador à espira de acoplamento pode ser explicada recordando o capítulo 2, onde foi visto que o acoplamento do Ressonador *Bridged Loop-Gap* pode ser realizado por meios indutivos, utilizando uma espira de acoplamento. Neste caso, o fluxo magnético mútuo (ϕ_{12}) entre o ressonador e a espira depende do espaçamento e orientação dos eixos dos dois elementos, sendo a fração do fluxo total que abrange os dois elementos chamada de coeficiente de acoplamento (k):

$$k = \frac{\phi_{12}}{\phi_1} = \frac{\phi_{12}}{\phi_2} \quad (3.4)$$

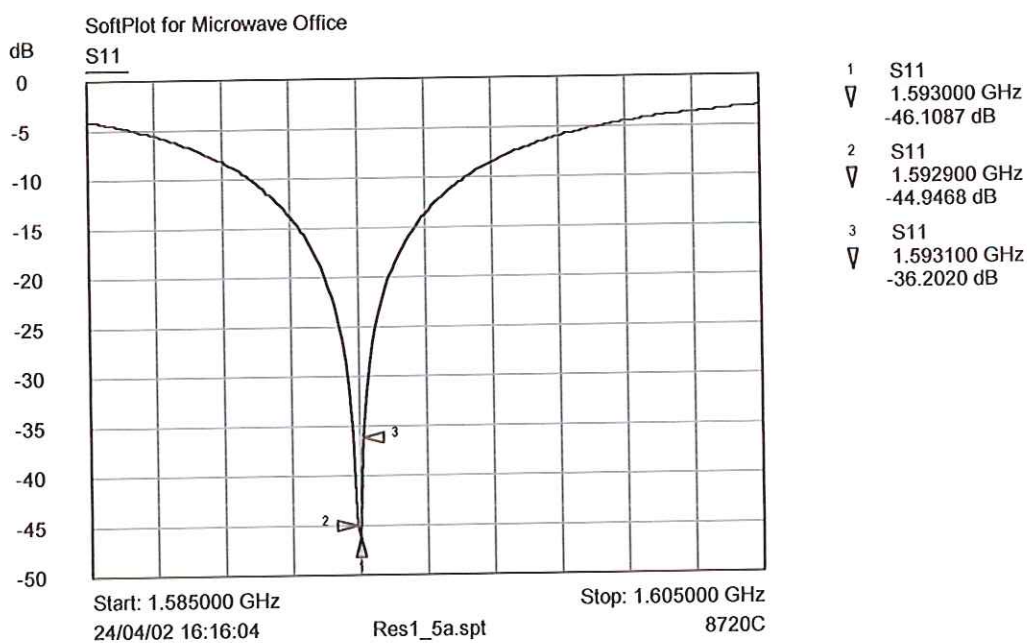
em que ϕ_1 é o fluxo magnético no ressonador e ϕ_2 é o fluxo magnético na espira de acoplamento.

Alterações no coeficiente de acoplamento podem tornar menor a intensidade de potência do sinal, através de um aumento no descasamento de impedância, incrementando o coeficiente de reflexão. Assim, uma menor fração da energia de microondas é aplicada ao ressoador e, portanto à amostra, degradando o fator de qualidade.

Analisou-se, por fim, a alteração ocorrida no fator de qualidade do ressoador quando se introduz uma amostra aquosa em seu interior. Os resultados foram encorajadores, pois o fator Q pouco se altera. Nesta investigação, foi utilizado um programa computacional, chamado SoftPlot [22], o qual faz a aquisição de dados do analisador de rede que permitiu o registro da variação do fator de qualidade com e sem amostra aquosa. Para esta análise foi empregado um tubo de quartzo para medidas de Ressonância Paramagnética Eletrônica com 3mm de diâmetro interno contendo 310 mm³ de água, inserido no centro do ressoador. As figuras a seguir mostram os resultados obtidos por meio deste estudo.

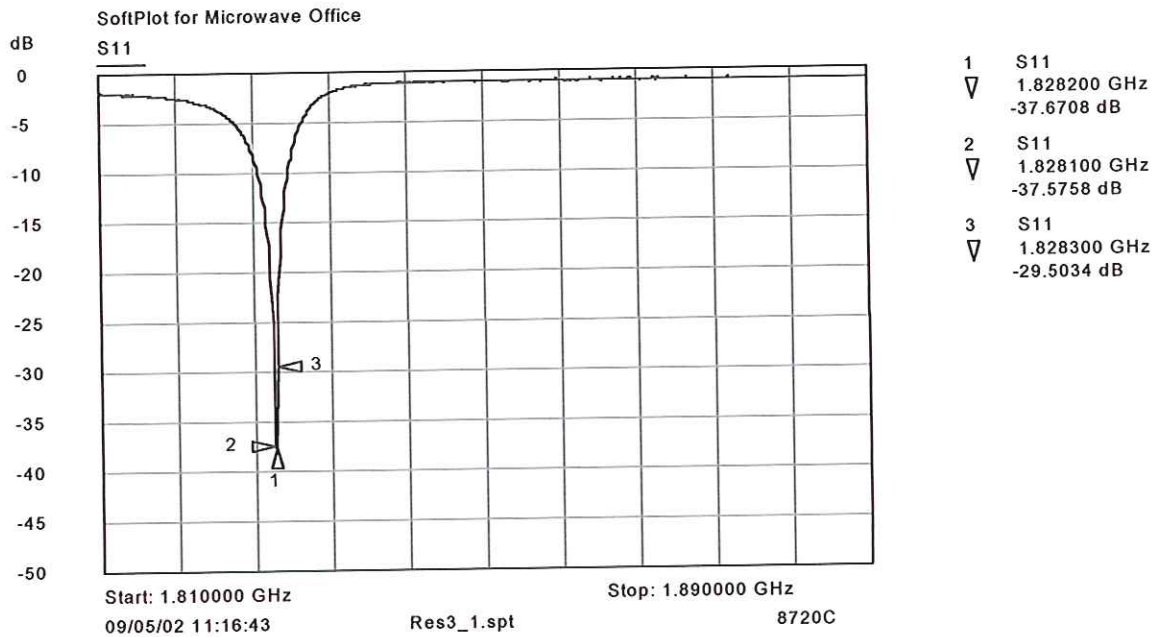


(a)

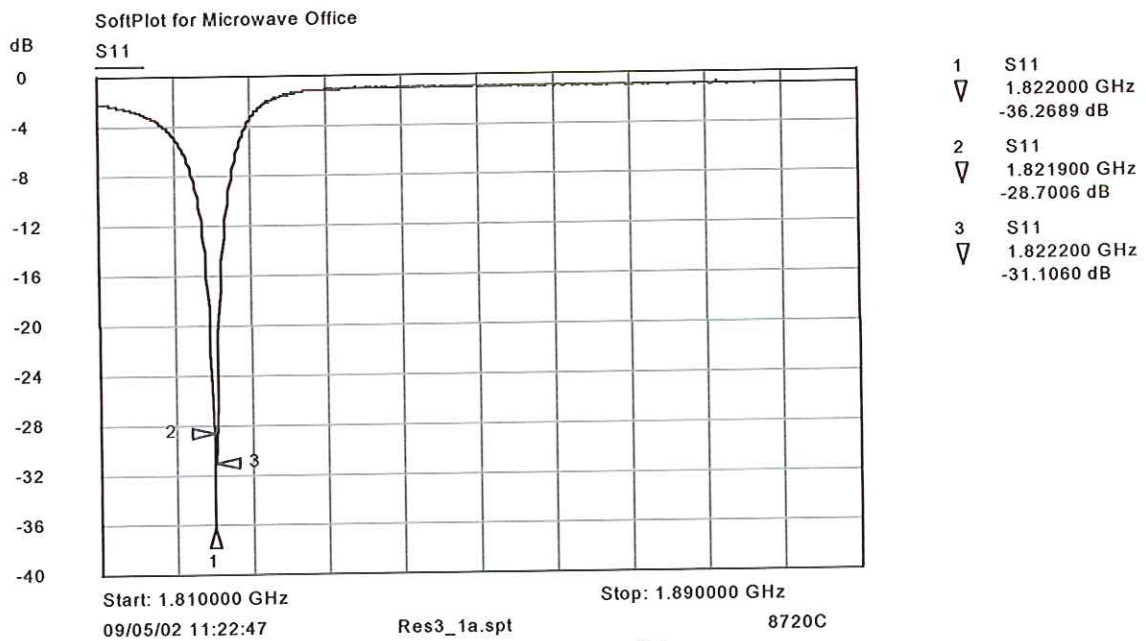


(b)

FIGURA 3. 11. Fator de Qualidade do ressoador 1 com uma fenda de 0,5mm e largura da ponte de 4mm (a) sem amostra aquosa: fator Q igual à 13735 (b) com amostra aquosa: fator Q igual à 13719



(a)



(b)

FIGURA 3.12. Fator de Qualidade do ressoador 3 com uma fenda de 1,0mm e largura da ponte de 6mm (a) sem amostra aquosa: fator Q igual à 13044 (b) com amostra aquosa: fator Q igual à 12511

O fator de qualidade do dispositivo pode também ser definido como a razão entre frequência central do ressoador e a sua largura de faixa de 3dB. Nas figuras anteriores o marcador 1 representa a frequência de ressonância (ou seja, a frequência central) enquanto os marcadores 2 e 3 representam a frequência inferior e superior do dispositivo na qual a resposta de amplitude é de aproximadamente 3dB abaixo da frequência de ressonância. Para se determinar com precisão o valor do fator de qualidade ajustou-se a curva experimental obtida por uma lorentziana, obtendo assim os seguintes valores para o fator Q: para o ressoador 1 sem amostra fator Q é igual à 13735 passando para 13719 com amostra aquosa, enquanto para o ressoador 3 sem amostra o fator Q é igual à de 13044 e após a introdução da amostra aquosa passa para 12511.

De acordo com os resultados obtidos nota-se que o fator de qualidade do ressoador se alterou em menos de 1% quando foi introduzida amostra aquosa em seu interior. Como observação final, ressalta-se por meio destas investigações que o fator de qualidade deste projeto é bem superior aos encontrados na literatura, que variam na ordem de 500 à 2000 [4] e [11].

3.4. Relação de onda estacionária (ROE)

A medição da relação de onda estacionária (ROE) é muito importante para a determinação da impedância de entrada do sistema ressonante. É importante manter baixo o valor da ROE, próximo ao valor unitário, para que toda a energia incidente seja absorvida, o que implica em um coeficiente de reflexão próximo à zero. Por esta razão, neste projeto também foi analisado o perfil da ROE para o ressoador *Bridged Loop-Gap*.

Inicialmente foi avaliada a dependência da ROE quanto à distância entre o ressoador e a espira de acoplamento. Posteriormente foi feita uma análise da ROE em função do posicionamento da região da fenda no plano xy da FIGURA 3. 8.

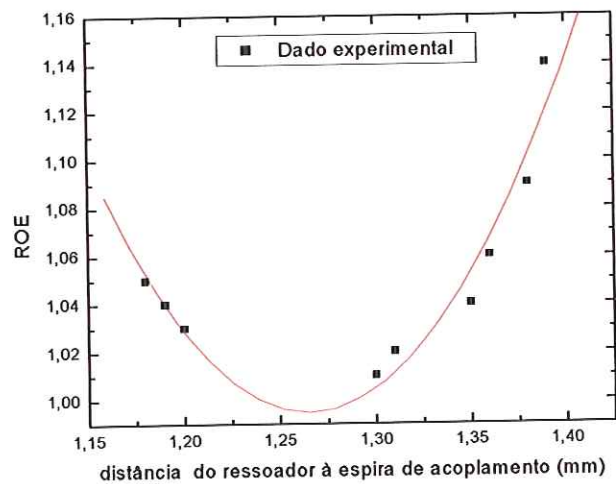


FIGURA 3.13. ROE em função da distância do ressonador 1 à espira de acoplamento, operando em banda L (1 à 2GHz) com largura da fenda de 0,5mm, largura da ponte de 4mm e frequência de ressonância de 1,595 GHz

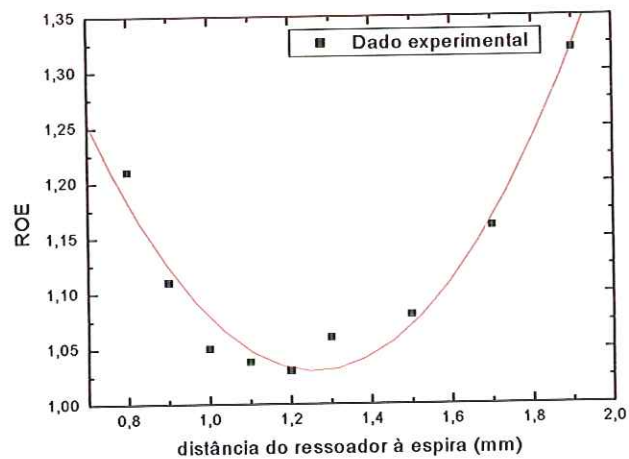


FIGURA 3.14. ROE em função da distância do ressonador 3 à espira de acoplamento, operando em banda L (1 à 2GHz) com largura da fenda de 1,0mm, largura da ponte de 6mm e frequência de ressonância de 1,828GHz

Com alusão aos gráficos anteriores nota-se que a ROE do Ressorador *Bridged Loop-Gap* tem um valor ótimo, próximo da unidade, em uma dada distância entre o ressoador e a espira de acoplamento, a qual fornece um fator de qualidade alto, indicando a região de melhor casamento de impedância. Para mapear a ROE como função do posicionamento da região da fenda em relação à espira de acoplamento, foi utilizado um método semelhante ao aplicado ao fator de qualidade, no qual gira-se o ressoador no plano xy.

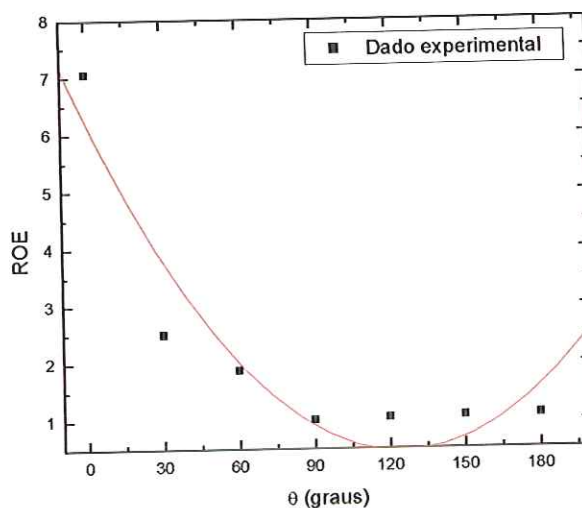


FIGURA 3.15. ROE versus o ângulo θ para o ressoador 1 com frequência de ressonância de 1,597 GHz.

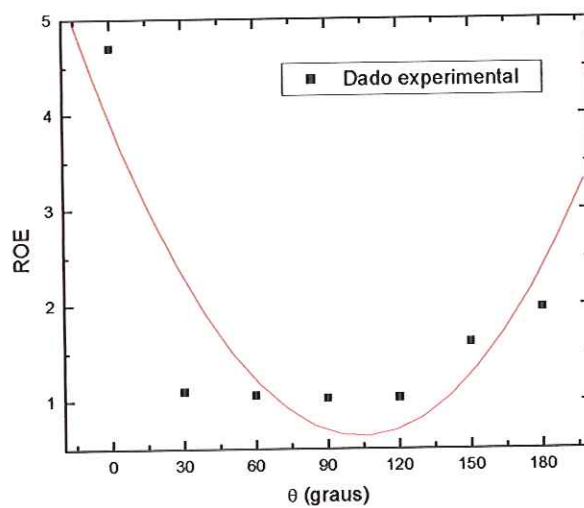


FIGURA 3.16. ROE versus o ângulo θ para o ressonador 1 com frequência de ressonância de 1,828 GHz

Aqui, como na investigação do fator de qualidade, a melhor adaptação de impedância ocorre quando a região da fenda forma um ângulo em torno de 90° com a abertura da espira de acoplamento.

CAPÍTULO 4

Modelamento do Ressorador *Bridged Loop-Gap*

4.1 Introdução

Para otimizar o desempenho do Ressorador *Bridged Loop-Gap*, é necessário um método no qual seja possível projetá-lo, através da estimativa da frequência de ressonância do dispositivo.

A análise das configurações de campo eletromagnético e da frequência de ressonância do Ressorador *Loop-Gap* já foram descritas em [15] e [17]. Entretanto, estes métodos não podem ser diretamente aplicados ao Ressorador *Bridged Loop-Gap* devido às diferenças nas estruturas dos ressoadores. Para o BLGR, análises numéricas da frequência de ressonância, fator de qualidade e da configuração de campo eletromagnético foram relatadas por Pfenninger em [4]. Embora, neste procedimento, a frequência de ressonância do BLGR seja calculada pelo método de elementos finitos, a utilização de um processo baseada na teoria de circuitos elétricos seria de grande validade.

Deste modo, neste capítulo será apresentado um método de estimativa da frequência de ressonância do Ressorador *Bridged Loop-Gap* baseado na teoria de circuitos [6]. A estrutura do BLGR e sua representação por circuito equivalente serão

apresentadas e o processo para o cálculo da frequência de ressonância será descrito. Neste processo utiliza-se o método de análise nodal, aplicado para calcular a tensão de ramo do circuito equivalente do ressoador. A precisão deste método será investigada por meio da comparação dos resultados numéricos com os resultados obtidos experimentalmente.

4.2. Representação por circuito equivalente para o Ressoador *Bridged Loop-Gap*

A frequência de ressonância do Ressoador *Bridged Loop-Gap* pode ser calculada utilizando um circuito equivalente para o dispositivo. Ressoadores *Bridged Loop-Gap* com mais de uma fenda são utilizadas na prática. Todavia, para ilustrar a utilização do método foi utilizado um ressoador com um única fenda, o ressoador 1 que foi apresentado na Tabela 3.1. De fato, como as dimensões do Ressoador *Bridged Loop-Gap* são pequenas em comparação ao comprimento de onda na frequência ressonante, o BLGR pode ser representado por um circuito equivalente à elementos concentrados, onde os condutores curvados agem como indutores e placas paralelas como capacitores. As associações de condutores curvados, na área entre película metálica (ponte) e o ressoador, formam os capacitores concentrados. Nesta configuração, admite-se, na figura à seguir, que o capacitor C_6 é um capacitor de placas paralelas formado pelas extremidades dos condutores, e os capacitores C_2 , C_5 , C_8 e C_{11} são partes do capacitor cilíndrico formado pela área entre a película metálica e o ressoador.

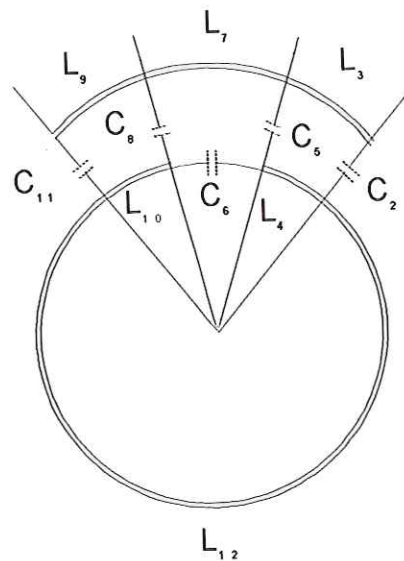


FIGURA 4. 1. Modelagem dos capacitores e indutores concentrados para a construção do circuito equivalente

Lembrando que o circuito equivalente de uma linha de transmissão pode ser expresso por meio de elementos concentrados, da mesma maneira a construção de um circuito equivalente do Ressonador *Bridged Loop-Gap* será desenvolvida [6]. A FIGURA 4.2 mostra o circuito equivalente final do Ressonador *Bridged Loop-Gap*. Os números subscritos dos elementos concentrados indicam o número do ramo (onde ramo é um elemento, R, C ou L, com dois terminais). Em cada ramo, o fluxo da corrente é indicado pela direção da seta. O circuito original, o qual consiste de indutores e capacitores, possui um fator de qualidade infinito. Conseqüentemente, uma resistência foi adicionada para um cálculo mais preciso, incluindo as perdas ôhmicas. As tensões de ramos do circuito equivalente serão máximas na ressonância. Portanto, assim que estas tensões de ramos como função da frequência forem obtidas, a frequência de ressonância do Ressonador *Bridged Loop-Gap* será determinada.

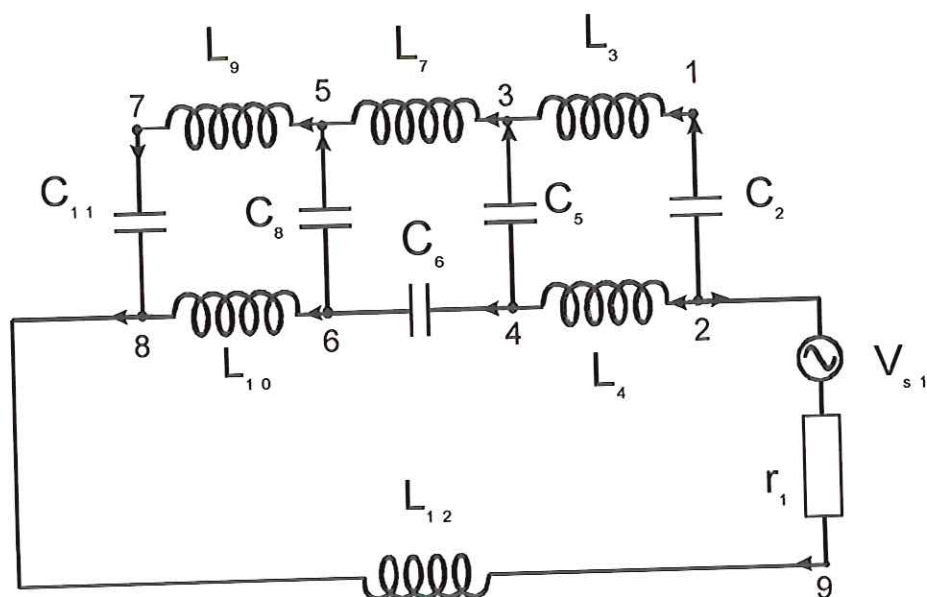


FIGURA 4.2. Circuito equivalente do Ressorador *Bridged Loop-Gap*

4.3. Cálculo da frequência de ressonância do Ressorador *Bridged Loop-Gap*

4.3.1 Procedimento de cálculo [6]

O processo de determinação da frequência de ressonância é descrito no fluxograma abaixo, onde as tensões dos ramos, como função da frequência de excitação, são obtidas através da interação dos dois últimos processos.

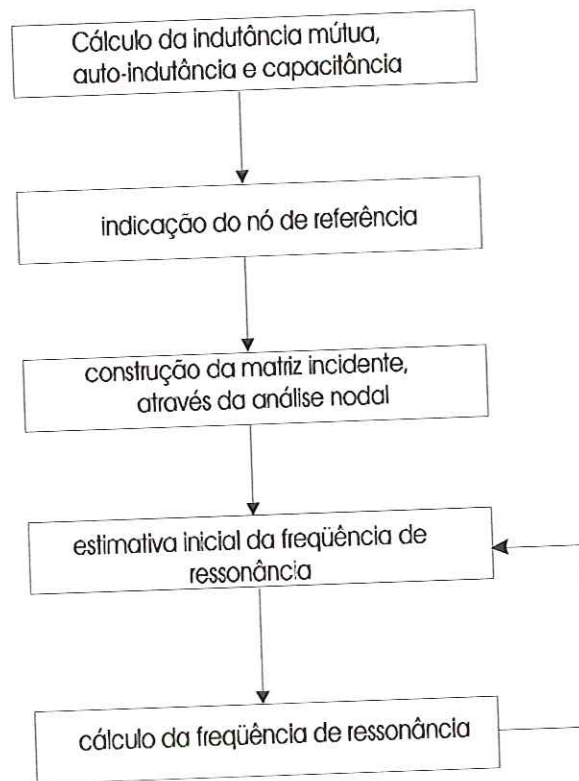


FIGURA 4. 3. Procedimento de cálculo da frequência de ressonância

4.3.2 Cálculo da indutância mútua e da auto-indutância do circuito equivalente

A indutância mútua do circuito equivalente do Ressonador *Bridged Loop-Gap* pode ser estimada pela fórmula de Neumann [23-24]. Para os indutores n e m , onde n e m são referentes ao número do ramo do indutor do circuito equivalente da FIGURA 4.2, os quais tem volumes V_n e V_m , e área de seção transversal, S_n e S_m , a indutância mútua é dada por:

$$M_{n,m} = \frac{1}{S_n} \frac{1}{S_m} \int_{V_n} \int_{V_m} \frac{\mu_0 dV_n dV_m}{4\pi|r_n - r_m|} \quad (4.1)$$

onde r_n é o vetor posição do indutor n , e r_m é o vetor posição do indutor m .

A auto-indutância é determinada pela energia magnética armazenada gerada pela corrente passando através do indutor [23]. Deste modo, a auto-indutância do indutor n é determinada por:

$$L_n = \frac{2W_m}{S_n |J_n|^2}, \quad (4.2)$$

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} \int_{\theta} H \cdot H dV_{\theta}, \quad (4.3)$$

$$H(r_0) = \frac{1}{4\pi} \int_{V_n} \frac{J_n \times i_r}{|r_0 - r_s|^2} dV_i, \quad (4.4)$$

$$i_r = \frac{r_0 - r_s}{|r_0 - r_s|} \quad (4.5)$$

sendo W_m a energia armazenada na vizinhança do indutor, H a intensidade do campo magnético, r_s o vetor posição da fonte de corrente, r_0 o vetor posição do ponto de observação, i_r o vetor unitário na direção da fonte de corrente para o ponto de observação, J_n o vetor densidade de corrente para o indutor n . A energia armazenada W_m é obtida pela integração do volume na região θ , a qual é, idealmente, o espaço infinito.

4.3.3. Capacitância do circuito equivalente

No circuito equivalente do Ressonador *Bridged Loop-Gap* há dois tipos de capacitores, um formado pela fenda (capacitor de placas paralelas) e o outro formado

pela ponte e as placas curvadas (capacitores de placas curvadas). Por simplicidade a capacitância de borda será ignorada.

O capacitor de placas paralelas, C_6 , pode ser facilmente determinado por [6, 21 e 25]:

$$C_6 = \frac{\epsilon_{fenda} \epsilon_0 Z w_1}{t}, \quad (4.6)$$

sendo Z a altura do Ressonador *Bridged Loop-Gap*, w_1 a espessura da película de alumínio, ϵ_{fenda} a permissividade na região da fenda ϵ_0 a permissividade do vácuo e t a largura da fenda. Por outro lado, a capacitância formada pelos capacitores de placas curvadas (C_2, C_5, C_8 e C_{11}) é dada por [6, 21 e 25]:

$$C_c = \frac{\theta_c \epsilon_{\text{quartzo}} Z}{\ln(a/b)}, \quad (4.7)$$

onde a é o raio interno da ponte, b o raio externo do anel, $\epsilon_{\text{quartzo}}$ a permissividade do quartzo e θ_c o ângulo central do capacitor de placas curvas.

4.3.4 Análise Nodal

A análise nodal é aplicada para o cálculo das tensões de ramos [21,26]. Considerando o circuito equivalente da FIGURA 4.2, com 9 nós e 12 ramos, constituídos de indutores, capacitores, resistor e um gerador, foi escolhido, como nó de referência, o nó 9. Atribuindo aos demais nós potenciais incógnitos e_1, e_2, \dots, e_8 , potenciais estes que constituirão o vetor (coluna) das tensões nodais, \mathbf{e} , e indicando ainda por \mathbf{v} o vetor coluna das tensões de ramo, têm-se :

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}^t \mathbf{e} \quad (4.8)$$

onde \mathbf{A} é a matriz incidência reduzida, relativa ao nó de referência.

A matriz \mathbf{A} é uma matriz $(n_n-1) \times n_b$ onde n_n é o número de nós e n_b é o número de ramos. Para a construção da matriz incidente reduzida \mathbf{A} , o elemento $a_{i,k}$ da i -ésima linha e k -ésima coluna é definida pela conexão entre ramos e nós, de acordo com o procedimento a seguir, sendo o elemento a_{ij} da matriz \mathbf{A} definido por:

$$a_{ij} \begin{cases} 1, \text{ se o ramo } j \text{ incide no nó } i \text{ e sua orientação é deferente (sai do nó)} \\ -1, \text{ se o ramo } j \text{ incide no nó, com orientação aferente (entra no nó)} \\ 0, \text{ se o ramo } j \text{ não incide no (ou não pertence) nó } i \end{cases}$$

Definida a matriz incidente reduzida, \mathbf{A} , o próximo passo para a determinação do vetor tensão de ramo é a definição do vetor de tensões nodais, o qual pode ser definido a partir da seguinte equação:

$$\mathbf{Y}_n \mathbf{e} = \mathbf{I}_s \quad (4.9)$$

onde \mathbf{Y}_n é chamada de matriz admitância de nó, e \mathbf{I}_s é o vetor fonte de corrente de nó, sendo \mathbf{Y}_n e \mathbf{I}_s determinados por :

$$\mathbf{Y}_n = \mathbf{A} \mathbf{Y}_b \mathbf{A}^T \quad (4.10)$$

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{A} \mathbf{Y}_b \mathbf{V}_s \quad (4.11)$$

onde V_s é o vetor fonte de tensão nos ramos. Neste, somente o elemento V_{s1} , correspondente ao ramo 1 do circuito equivalente da FIGURA 4.2, e é igual a 1, os demais elementos são iguais a zero.

Nas equações (4.10) e (4.11) o elemento Y_b é a matriz admitância do ramo. Esta é composta por elementos complexos dados por:

$$\text{Para os resistores, } Y_{b(i,i)} = 1/r_i; \quad (4.12 a)$$

$$\text{Para o capacitor, } Y_{b(i,i)} = j\omega C_i; \quad (4.12 b)$$

$$\text{Para o indutor, } Y_{b[q(i),q(k)]} = \Gamma_{i,k}/j\omega \quad (i,k = 1-6) \quad (4.12c)$$

Na equação (4.12c) a função $q(i)$, determina o número do ramo do indutor. Os valores da função $q(i)$, para o circuito equivalente da FIGURA 4.2 são definidos na TABELA 4.1, sendo $\Gamma_{i,k}$ o elemento da i -ésima linha e k -ésima coluna da matriz inversa da matriz indutância L .

i	q(i)
1	3
2	4
3	7
4	9
5	10
6	12

TABELA 4. 1. Valores da função q

A matriz indutância é composta pela indutância mútua e pela auto-indutância definidas nas seções 4.3.2 e 4.3.3. Os elementos na diagonal da matriz L são formados

pelas auto-indutâncias, os outros elementos são indutâncias mútuas. Utilizando a função q , o elemento $L_{i,k}$ da matriz L é dados por:

$$L_{i,k} = \begin{cases} L_{q(i),q(i)}, & (i = k) \\ M_{q(i),q(k)}, & (i \neq k) \end{cases} \quad (4.13)$$

onde $M_{q(i),q(k)}$ é a indutância mútua entre os ramos $q(i)$ e $q(k)$, sendo a função q definida na TABELA 4.1. A TABELA 4.2 lista o número de linhas e colunas das matrizes utilizadas no trabalho.

	Linha	Coluna
Vetor das tensões de ramos \mathbf{v}	12	1
Vetor das tensões nodais \mathbf{e}	8	1
Vetor das correntes de fontes nodais \mathbf{I}_s	8	1
Vetor das tensões da fonte de ramos \mathbf{V}_s	12	1
Matriz incidente reduzida \mathbf{A}	8	12
Matriz das admitância nodais \mathbf{Y}_n	8	8
Matriz das admitância de ramos \mathbf{Y}_b	12	12
Matriz indutância \mathbf{L}	6	6

TABELA 4. 2. Dimensões das matrizes e vetores utilizados

Uma vez obtida a tensão nodal \mathbf{e} , as tensões dos ramos serão determinadas retornando à equação (4.8).

4.3.4. Previsão teórica e resultados experimentais

A precisão do método de cálculo da frequência de ressonância do ressoador *Brigded Loop-Gap* será investigada mediante a comparação dos resultados numéricos

com os resultados experimentais. A TABELA 4.3 mostra as especificações do protótipo do ressoador utilizado para esta análise.

Raio interno da ponte	11,0 mm
Raio externo do <i>loop</i>	8,25 mm
Altura	25,0 mm
Espessura do dielétrico	1,80 mm
Espessura da película de alumínio	0,01 mm
Permissividade do meio	1,00
Permissividade do isolador	3,78
Número de fendas	1

TABELA 4. 3. Especificações do ressoador 1 para o cálculo da frequência de ressonância

Para determinar a frequência de ressonância é necessário primeiro calcular, através da análise nodal, a máxima tensão de ressonância, ou seja, a tensão máxima do ramo como função da frequência. Determinada a faixa de frequência na qual o BLGR ressoou na análise experimental, a máxima tensão do ramo será definida quando ocorrer a ressonância, FIGURA 4.4. Para este cálculo, a escolha do ramo é indiferente. Neste exemplo, o ramo escolhido foi o ramo 6, possuindo o ressoador uma largura de fenda de 0,5mm e largura da ponte igual a 5mm.

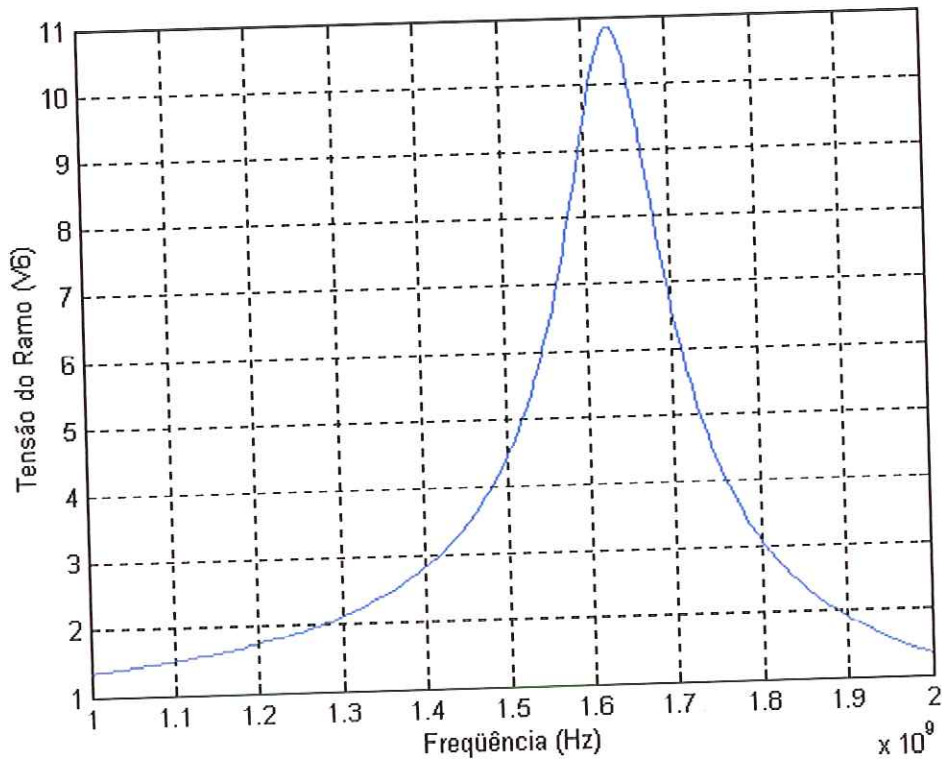


FIGURA 4.4. Resposta em frequência da tensão do ramo V_6 do circuito equivalente. A frequência de ressonância é igual a 1,63 GHz

Foi assumido para o resistor, r_1 , uma resistência de 10Ω e a amplitude da fonte de tensão, V_{s1} igual à 1 V, conforme os valores apresentados em [6]. Os valores destes parâmetros não influenciam no resultado da frequência de ressonância, mas sim na amplitude da tensão do ramo. Calculando as tensões dos ramos, como na FIGURA 4.4, a frequência de ressonância é determinada. Através da utilização deste método pode-se verificar também a relação existente entre a frequência de ressonância e a largura da ponte. Esta dependência é mostrada nas figuras à seguir, onde também são apresentados os resultados experimentais.

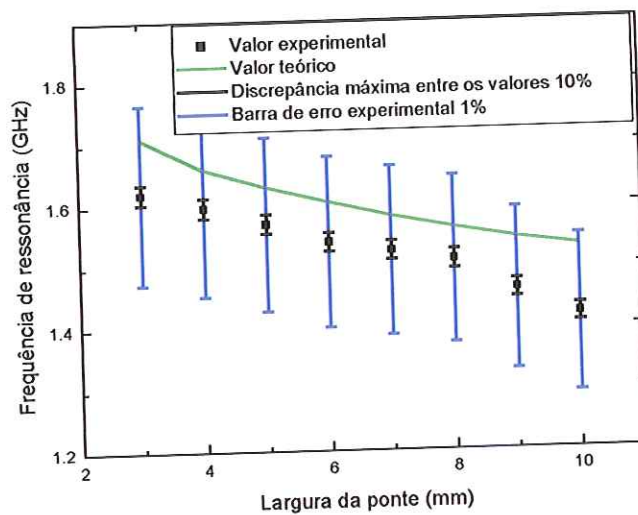


FIGURA 4. 5. Freqüência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 0,5mm

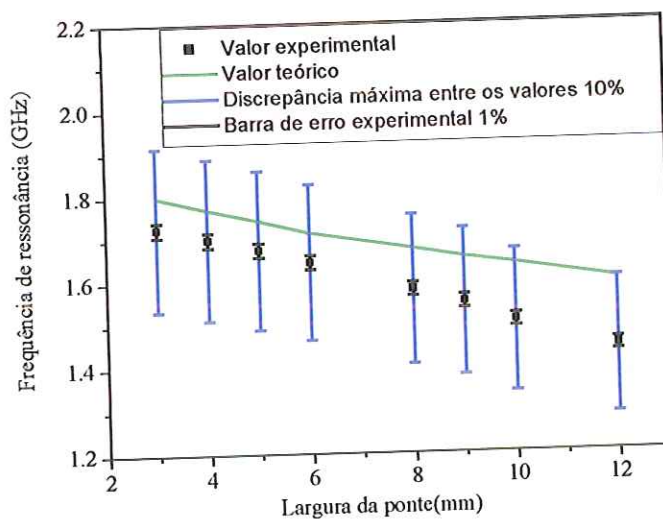


FIGURA 4. 6. Freqüência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1 mm

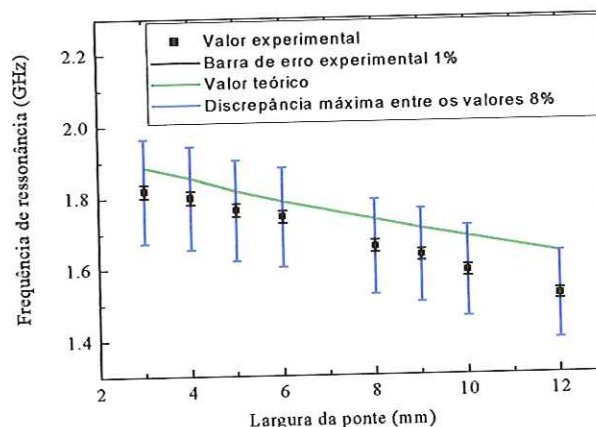


FIGURA 4. 7. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1,5mm

A máxima discrepância entre a frequência calculada e aquela medida experimentalmente é cerca de uma ordem de grandeza superior ao erro decorrente do processo experimental, computado à partir de um tratamento estatístico aplicado à uma série de 12 seqüências idênticas de medições. Tal discrepância se deve ao fato de que os valores calculados levam em conta apenas os parâmetros do ressoador, não sendo considerados qualquer influência da blindagem ou da indutância do sistema de alimentação, como o coeficiente de acoplamento. Além disso, existem deformações na ponte que não são consideradas nos cálculos numéricos. Porém, para um método analítico de predição da frequência de ressonância, comprova-se que esta é uma ferramenta de projeto muito útil para o dimensionamento do ressoador *Bridged Loop-Gap*.

4.4. Influência do coeficiente de acoplamento e da blindagem na frequência de ressonância

Como mencionado anteriormente, o método proposto por Hirata [6] não considera a influência da blindagem nem da espira de acoplamento, e sabe-se, por meio

da análise experimental que estas tem um efeito muito grande sobre o sistema. Assim, nesta seção, será analisada a influência destes dois parâmetros na predição da frequência de ressonância do ressoador *Bridged Loop-Gap*.

Em um acoplamento indutivo, a distância entre o anel de acoplamento e o corpo do ressoador variam e esta variação produz efeitos tanto na frequência quanto no fator de qualidade. No procedimento proposto por Momo [27] define-se uma expressão na qual é introduzida a influência do coeficiente de acoplamento ao circuito. Por meio desta será feita a análise numérica da influência do coeficiente de acoplamento.

Para esta análise determinou-se, através do método proposto por Hirata, a capacitância e a indutância equivalente do circuito. Por intermédio destas foi construído o circuito simplificado, mostrado na FIGURA 4.8. Neste circuito, R_1 e L_1 representam a resistência ôhmica e a indutância do anel de acoplamento. Sendo R_1 muito pequeno, para efeito de análise será considerado nulo. Os elementos relativos ao ressoador são representados por L_2 , C_2 e R_2 , onde L_2 e C_2 são determinados pelo método proposto em [6]. O circuito equivalente da FIGURA 4.8 (a) pode ser apresentado também em uma forma equivalente como a da FIGURA 4.8 (b) onde a resistência do primário é desprezada.

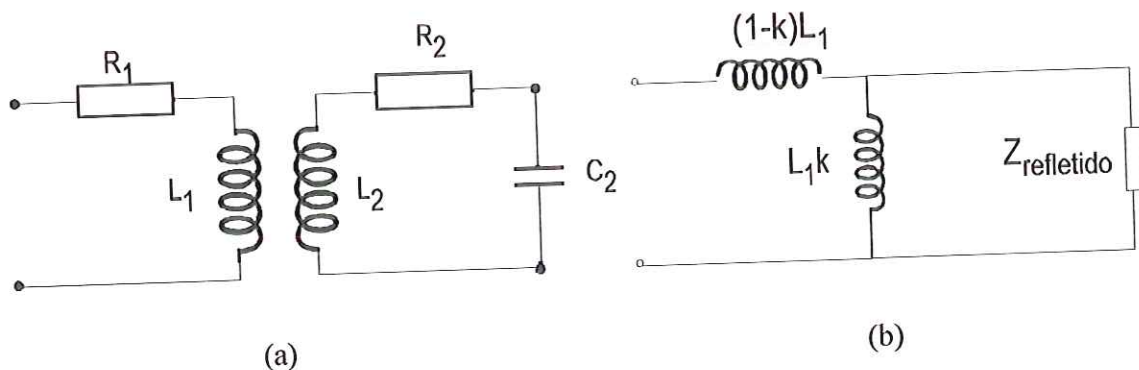


FIGURA 4.8. Circuito equivalente do Ressorador *Bridged Loop-Gap* empregando acoplamento indutivo (a) com anel de acoplamento (b) circuito equivalente do conjunto ressonante onde foi desprezada a resistência do primário.

A resposta em frequência do circuito é dada em função da relação de onda estacionária (ROE), que depende do coeficiente de reflexão. Sendo este expresso em função da impedância da carga e da impedância característica. Assim, para se determinar a impedância de carga deve-se primeiro calcular a impedância refletida do secundário no primário, definida por [27]:

$$Z_{\text{refletido}} = \frac{RL_1}{L_2} + j\omega L_1(1-k) - j\frac{L_1}{\omega CL_2} \quad (4.14)$$

onde ω é a frequência angular de ressonância, L_1 é a indutância do anel de acoplamento, L_2 é a indutância do ressoador, C_2 é a capacitância do ressoador e k é o coeficiente de acoplamento.

Acrescentando ao circuito da FIGURA 4.8(b) uma fonte de sinal de microondas com uma impedância interna de 50 ohms, tem-se um circuito semelhante a FIGURA 4.9.

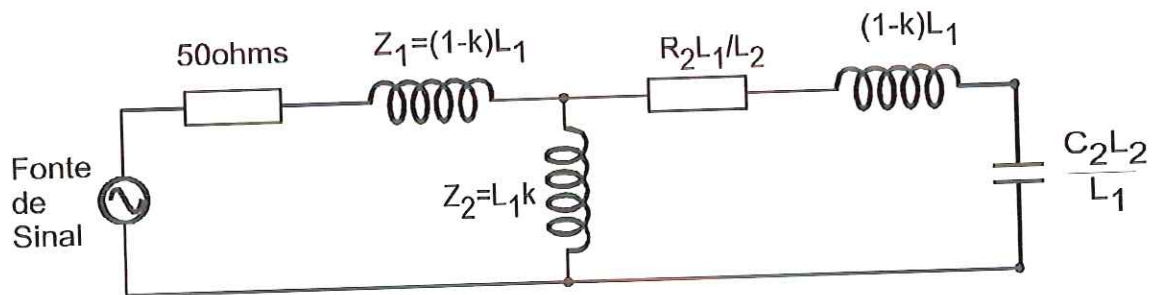


FIGURA 4.9. Circuito equivalente final do conjunto ressonante e fonte de sinal

O anel de acoplamento deste sistema foi construído como uma espira plana de diâmetro externo igual a 18mm e diâmetro interno de 16,5mm, sendo a sua indutância igual a [28]:

$$L_1 = \frac{a^2 N^2}{8a + 11c} \quad (4.15)$$

onde L_1 é a indutância do anel de acoplamento em nH, N é o número de espiras e a e c serão determinados pelas equações abaixo:

$$a = \frac{d_o + d_i}{4} \quad c = \frac{d_o - d_i}{4}$$

onde d_i é o diâmetro interno em milésimos de polegada e d_o é o diâmetro externo em milésimos de polegada.

A indutância L_2 e a capacitância C_2 , relativas ao ressoador são as indutância e capacitância equivalentes resultantes do circuito da FIGURA 4.2. Para este cálculo foram utilizadas as dimensões correspondentes ao ressoador 1.

Largura da ponte	6,0 mm
Raio externo do <i>loop b</i>	8,25 mm
Altura Z	25,0 mm
Espessura do dielétrico w	1,80 mm
Permissividade do meio ϵ_{fenda}	1,00
Permissividade do isolador $\epsilon_{quartzo}$	3,78
Número de fendas	1

TABELA 4. 4. Dimensões do ressoador 1

Atribuindo-se os valores calculados de L_1 , L_2 , R_2 e C_2 à equação (4.14), determina-se a impedância refletida do secundário no primário. Obtendo esta impedância, o próximo passo é a determinação da impedância de carga do circuito. Esta

será obtida calculando a impedância de carga determinada pela associação das impedâncias Z_1 , Z_2 e $Z_{\text{refletido}}$.

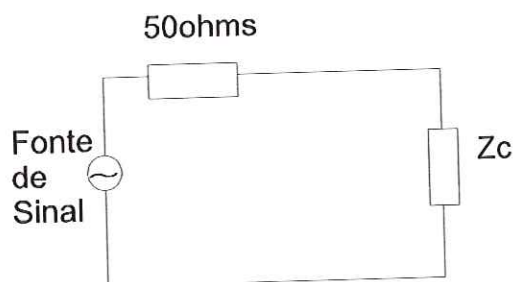


FIGURA 4. 10. Circuito equivalente final do conjunto ressonante após o cálculo da impedância de carga

Calculado Z_c , o coeficiente de reflexão será determinado pela seguinte equação [29]:

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} \quad (4. 16)$$

onde Z_c é a impedância de carga e Z_o a impedância característica.

Com a determinação do coeficiente de reflexão pode-se calcular a Relação de Onda Estacionaria (ROE) através da equação abaixo:

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma_c|}{1 - |\Gamma_c|} \quad (4. 17)$$

A resposta em frequência para a ROE é mostrada nas figuras à seguir:

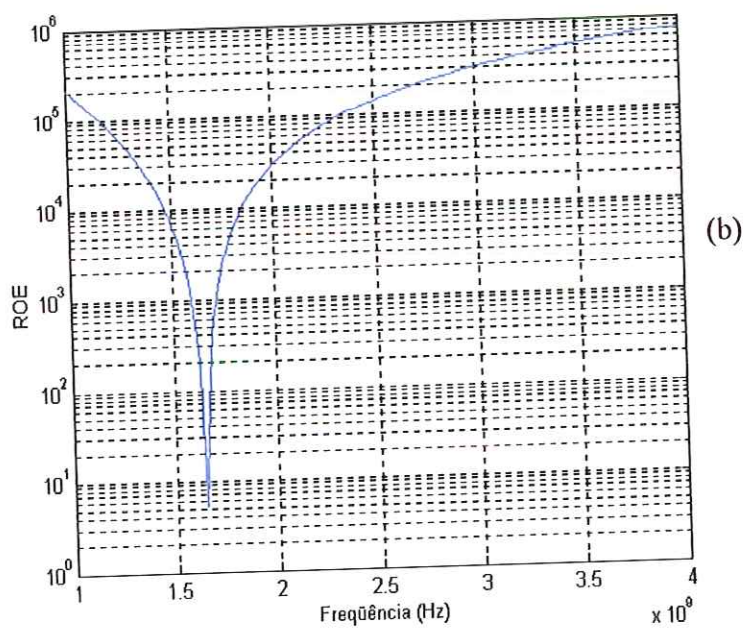
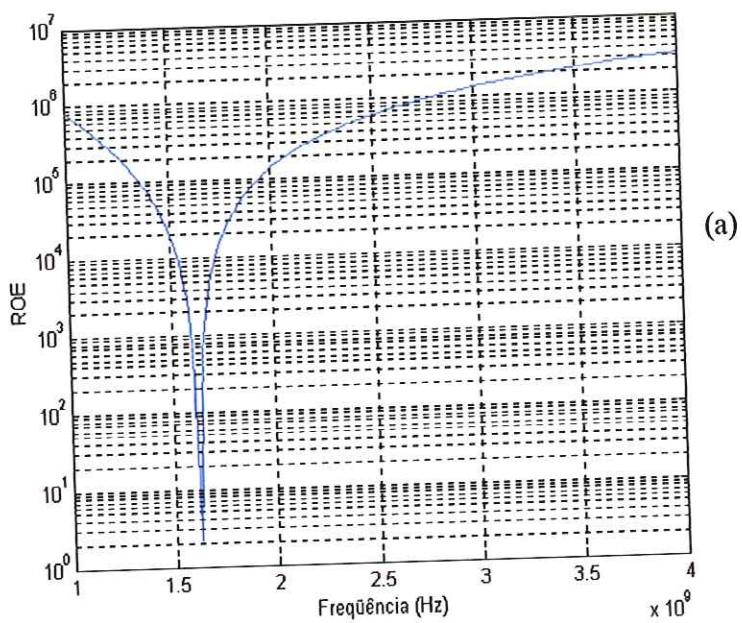


FIGURA 4.11. Resposta em frequência do circuito equivalente do ressonador para vários valores de coeficiente de acoplamento (a) k igual à 0,1042 (b) k igual à 0,2

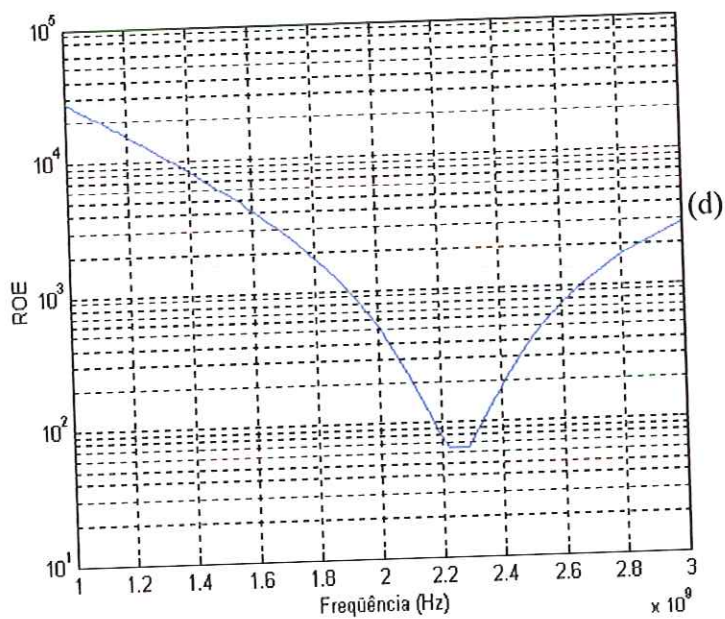
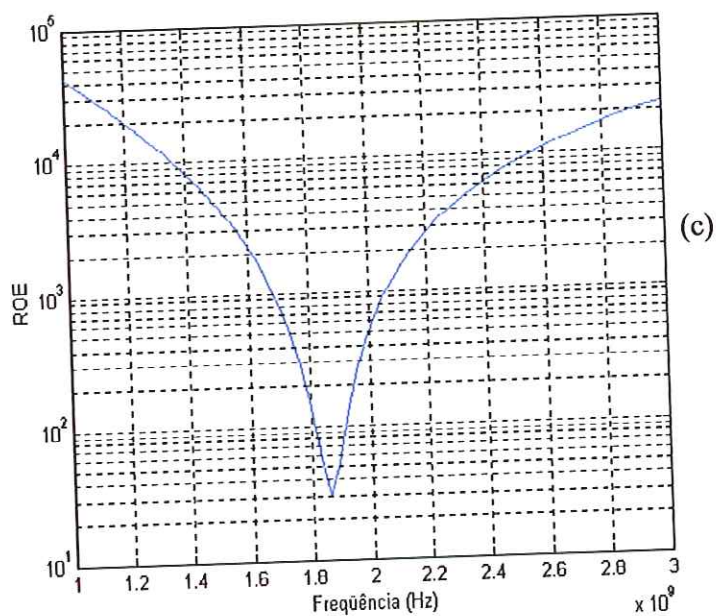


FIGURA 4. 12. Resposta em freqüência do circuito equivalente do ressoador para vários valores de coeficiente de acoplamento (c) k igual à 0,5 (d) k igual à 0,7

Com o aumento do coeficiente de acoplamento há uma maior discrepância, associada à um aumento na Relação de Onda Estacionária, entre a frequência de ressonância obtida numericamente em relação a frequência de ressonância medida experimentalmente. Isto porque, nesta situação, o cabo coaxial “enxerga” uma impedância diferente da sua impedância característica de 50 ohms.

Para encontrar os valores para os quais k torna a parte real da impedância igual a 50 ohms, deve se utilizar o método proposto por [27], no qual é calculada a impedância vista no primário, ou seja, nos terminais do anel de acoplamento, dada pela equação:

$$Z_p(\omega) = \omega_0 L_1 \frac{k \omega^4 Q}{\omega^2 \omega_0^2 + Q^2 (\omega^2 - \omega_0^2)^2} + j\omega L_1 \frac{\omega^2 \omega_0^2 / Q^2 - (\omega^2 - \omega_0^2) [\omega_0^2 - \omega^2 (1 - k^2)]}{\omega^2 \omega_0^2 / Q^2 + (\omega^2 - \omega_0^2)^2} \quad (4.18)$$

onde ω_0 é a frequência angular de ressonância do ressonador *Bridged Loop-Gap*, ω é a frequência angular de ressonância do conjunto, Q é o fator de qualidade, L_1 é a indutância do anel de acoplamento e k é o coeficiente de acoplamento.

Na condição de ressonância, a parte imaginária da impedância da equação (4.18) deve se anular, o que se verifica para a frequência:

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - k^2}} \quad (4.19)$$

Este resultado foi obtido considerando que $1/Q^2 \ll 1$, o que geralmente acontece na prática. Observa-se na equação acima que a frequência final (ω) tem um desvio em função da frequência própria do ressonador (ω_0), devido ao coeficiente de acoplamento.

Na ressonância, a impedância vista pela linha coaxial, que liga a ponte de microondas ao ressonador, é puramente resistiva, sendo dada pela parte real da equação

(4.18). Substituindo na equação (4.18) o valor da frequência final dada por (4.19) tem-se que a parte resistiva é igual à:

$$R_c = \frac{\omega_o L_1 k Q}{1 - k^2 + Q^2 k^4} \quad (4.20)$$

Esta resistência de carga determina a potência refletida pela cavidade e, portanto, a condição de adaptação de impedância com a ponte de microondas. Para que esta resistência seja igual a 50 ohms (ou seja, igual a impedância do cabo coaxial), os valores de k devem ser igual a 0,0009 ou igual a 0,1042. Esta afirmação pode ser confirmada pelos gráficos da FIGURA 4.11, onde se tem a melhor adaptação da impedância com k igual a 0,1042.

Para a análise da influência da blindagem no Ressonador *Bridged Loop-Gap* acrescentou-se ao modelo proposto por [6] os efeitos produzidos pelo raio da blindagem. Por meio desta investigação pode-se determinar qual a relação existente entre o raio da blindagem e a frequência de ressonância do dispositivo. A análise foi realizada considerando quatro diferentes raios de blindagem. As figuras a seguir mostram os efeitos produzidos na frequência de ressonância em função dos diferentes raios para a blindagem.

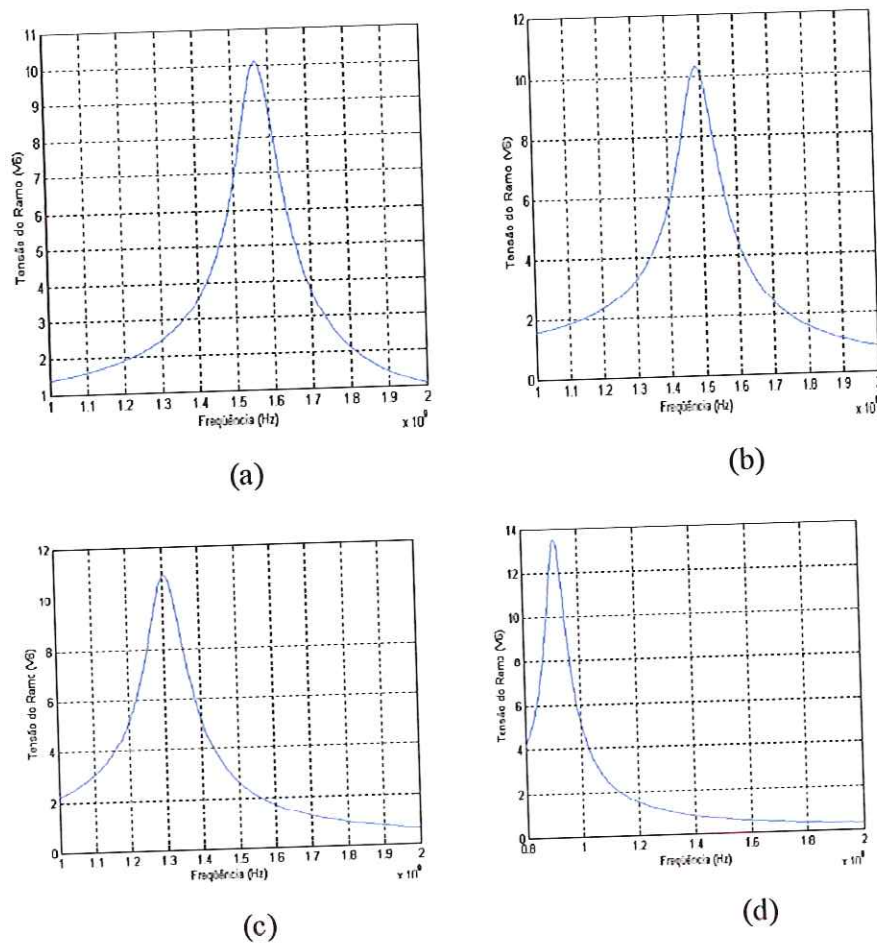


FIGURA 4. 13. Resposta em frequência do ressoador para vários raios da blindagem (a) raio igual a 15,75mm (b) raio igual a 31,5mm (c) raio igual a 63mm (d) raio igual a 126mm

Por meio dos gráficos é possível observar que a frequência de ressonância tem uma dependência inversamente proporcional com o raio da blindagem, ou seja, o aumento no raio da blindagem faz com que a frequência de ressonância diminua.

Mediante as análises feitas acima verifica-se que a frequência estimada, considerando os efeitos do anel de acoplamento e da blindagem pouco se distancia da frequência calculada pelo método proposto por [6], na condição de casamento de impedância. Entretanto, para que isto ocorra o espaçamento existente entre o ressoador e a blindagem deve ser reduzida, pois um aumento neste espaçamento acarreta uma

discordância entre os valores experimentais e teóricos maior que 10%, causada pelo descasamento resultante.

CAPÍTULO 5

Projeto de um Ressorador *Bridged Loop-Gap* para Operar em Banda S

5.1 Introdução

Tendo agora um domínio adequado sobre o processo de dimensionamento e construção do Ressorador *Bridged Loop-Gap* se torna interessante a investigação do desempenho deste ressoador para outras faixas de frequências, além da banda L. Levando em conta o interesse, para aplicações em Biofísica, na disponibilidade de ressoadores que operem na faixa de 2 a 4 GHz, optou-se pela banda S.

Neste projeto foi utilizado o método de análise nodal, discutido no capítulo anterior, o qual é aplicado para o cálculo da tensão de ramo do circuito equivalente do ressoador. Por meio deste método é possível dimensionar um protótipo do ressoador que opere na faixa de frequência desejada.

Além disso, para validação da precisão do projeto, será realizada a caracterização do ressoador *Bridged Loop-Gap* em banda S por meio de investigações experimentais, semelhantes às efetuadas no capítulo 3. Inclui-se também, nesta análise, a influência da blindagem na frequência de ressonância do dispositivo.

5.2. Dimensionamento do Protótipo do Ressorador *Bridged Loop-Gap* para Operar em Banda S

A construção de um Ressorador *Bridged Loop-Gap* para atuar em banda S tomou como referência o diâmetro de tubos de quartzo disponibilizados pelo Laboratório de Biofísica da IFSC/USP. As dimensões destes tubos foram o ponto de partida para a construção de um protótipo do dispositivo.

Fixados os valores do raio interno e da espessura do ressoador a única dimensão a determinar é o seu comprimento. Para o dimensionamento deste parâmetro foi utilizado o método de análise nodal mencionado anteriormente. A tensão do ramo será máxima na ressonância. Assim, determina-se a frequência de ressonância desejada e quando a máxima tensão do ramo como função do comprimento for obtida, o comprimento do BLGR será definido.

A frequência de ressonância escolhida para este projeto foi de 3,5 GHz, um pouco acima da metade da faixa de frequência em banda S, resultando, deste modo, em um protótipo que, em qualquer caso, estará dentro da margem de erro de aproximadamente 10% apresentada pelo método.

Para a construção do protótipo foram utilizados quatro tubos de quartzo, com raios internos iguais à 8,25mm, 9,81mm, 7,4mm e 4,5mm. Através da análise nodal observou-se que o comprimento para os três primeiros tubos seriam inferiores à 10mm, o que não seria interessante para os experimentos de espectroscopia de ressonância paramagnética eletrônica, pois limitaria o volume da amostra analisada. Assim, escolheu-se o quarto tubo de quartzo, o qual possui as seguintes especificações:

Frequência de ressonância	3,5 GHz
Raio interno	4,5 mm
Espessura do dielétrico w	1 mm
Espessura da película de alumínio w_1	0,01 mm
Largura da fenda	1,00 mm
Permissividade do meio ϵ_{fenda}	1,00
Permissividade do isolador $\epsilon_{quartzo}$	3,78
Número de fendas	1

TABELA 5. 1. Especificações para o cálculo do protótipo

Para a definição do comprimento do ressoador variou-se o comprimento deste desde 10mm até 30mm. Quando a tensão do ramo assumiu o valor máximo neste intervalo, o comprimento do ressoador foi determinado.

A FIGURA 5.1 ilustra este procedimento, mostrando a resposta da tensão de ramo em função do comprimento do ressoador. Observa-se que a tensão de ramo é máxima quando o comprimento do dispositivo é de aproximadamente 20,5 mm.

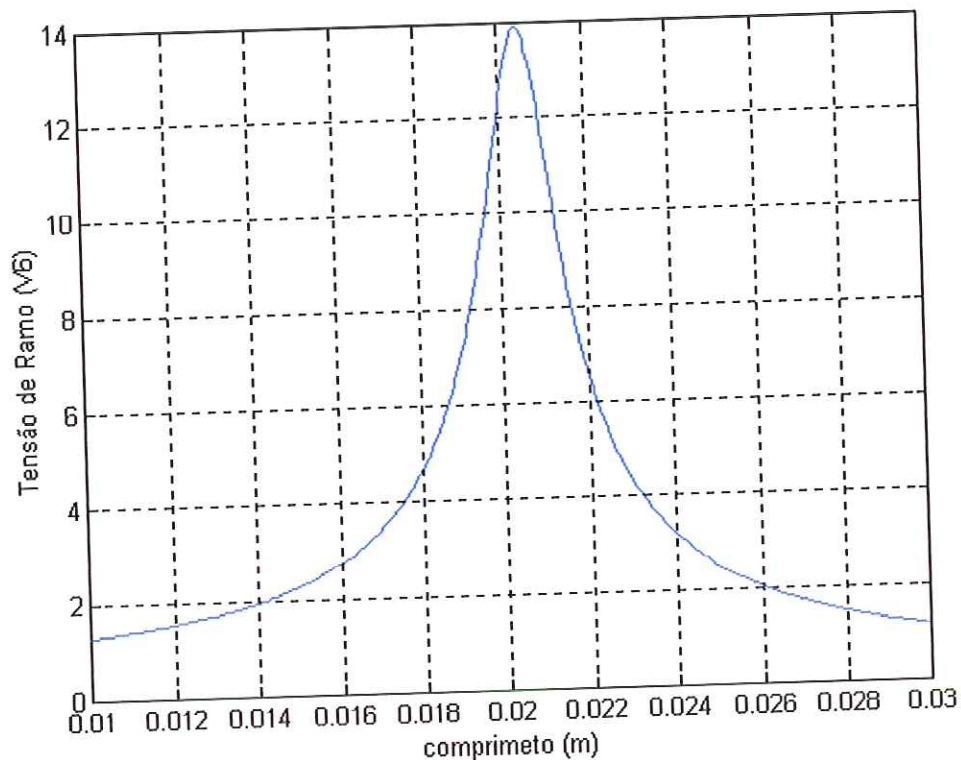


FIGURA 5.1. Comprimento do ressonador versus tensão do ramo (V6) para uma frequência de ressonância igual a 3,5GHz

Conhecidas agora as dimensões e implementado o dispositivo, o próximo passo será a caracterização do Ressonador *Bridged Loop-Gap* em banda S. Para esta investigação foram utilizados os mesmos princípios de análise empregados em banda L, sendo o objetivo aqui investigar se o ressonador continua apresentando o mesmo comportamento funcional quando a faixa de operação é alterada.

5.3 Frequência de Ressonância

Foi demonstrado no capítulo 3 que a frequência de ressonância do ressonador *Bridged Loop-Gap* depende fundamentalmente da largura da ponte, da separação da fenda, do diâmetro do ressonador e da blindagem. Assim, para a caracterização da

freqüência do ressoador *Bridged Loop-Gap* em banda S foram alterados os mesmos parâmetros mencionados acima. Entretanto, nesta análise, a blindagem possui um raio de 5,75 mm, menor que na banda L, resultando em uma freqüência de ressonância maior, se comparada com a da blindagem de raio igual à 15,75mm. O ressoador utilizado nesta análise possui as seguintes dimensões:

Raio interno	4,5 mm
Espessura do dielétrico	1 mm
Espessura da película de alumínio	0,01 mm
Comprimento	20 mm
Número de fendas	1

TABELA 5. 2. Dimensões do ressoador

As figuras a seguir mostram a dependência da freqüência de ressonância em função da componente capacitiva do ressoador *Bridged Loop-Gap*.

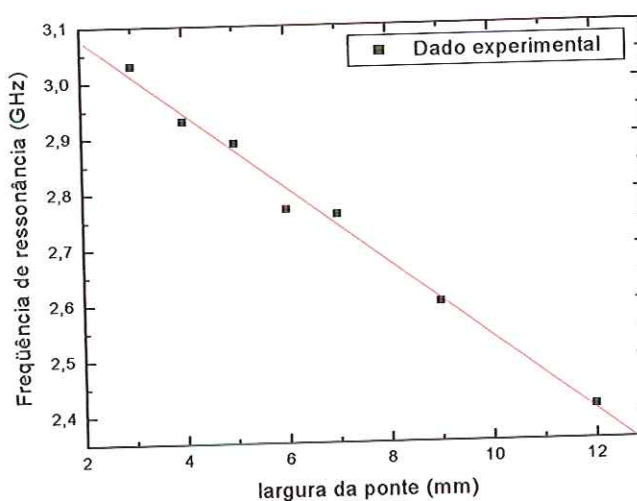


FIGURA 5. 2. Freqüência de ressonância em função da largura da ponte com uma largura da fenda de 0,5mm

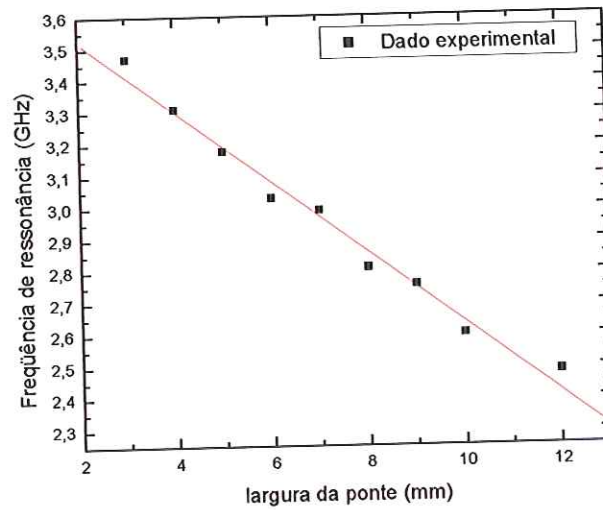


FIGURA 5. 3. Frequência de ressonância em função da largura da ponte com uma largura da fenda de 1 mm

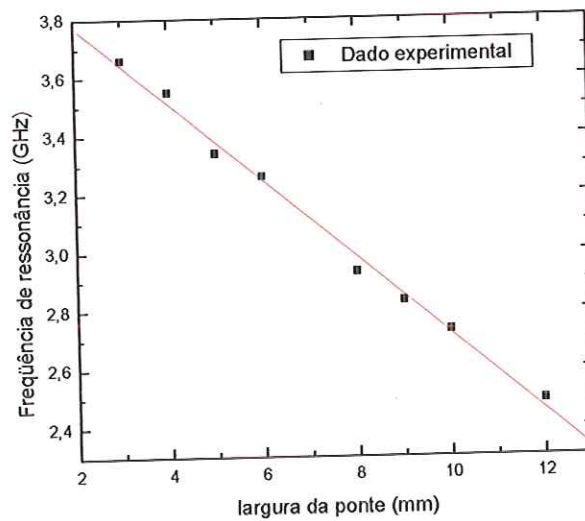


FIGURA 5. 4. Frequência de ressonância em função da largura da ponte com uma largura da fenda de 1,5mm

Observa-se pelas figuras acima que a dependência funcional existente entre a frequência de ressonância e a largura da ponte é semelhante àquela obtida no capítulo 3, onde a frequência diminui linearmente à medida que aumenta a largura da ponte.

Nestas figuras também é analisada a influência da largura da fenda na frequência de ressonância. Em cada figura, a frequência sofre um acréscimo à medida que aumenta a largura da fenda, indicando a relação diretamente proporcional existente entre a frequência e a largura da fenda. A FIGURA 5. 5 compara as alterações na frequência de ressonância em função da largura da ponte para três larguras de fenda distintas.

Outro parâmetro a ser discutido trata da relação entre a frequência de ressonância e o raio do ressoador, conforme mostrado na FIGURA 5. 6. Nesta figura foram comparadas as frequências dos quatro ressoadores usados no trabalho. De acordo com esta figura, nota-se que, quanto menor o raio do ressoador, maior é a frequência de ressonância do dispositivo.

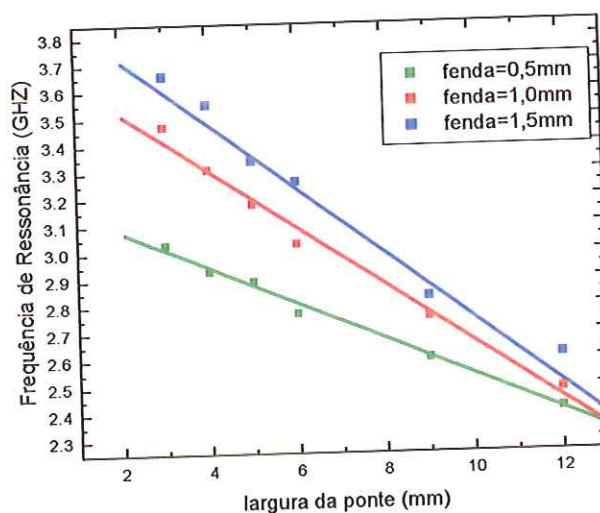


FIGURA 5. 5. Frequência de ressonância em função da largura da ponte para diferentes larguras da fenda, em que os quadrados são os dados experimentais e as linhas cheias uma linearização destes dados.

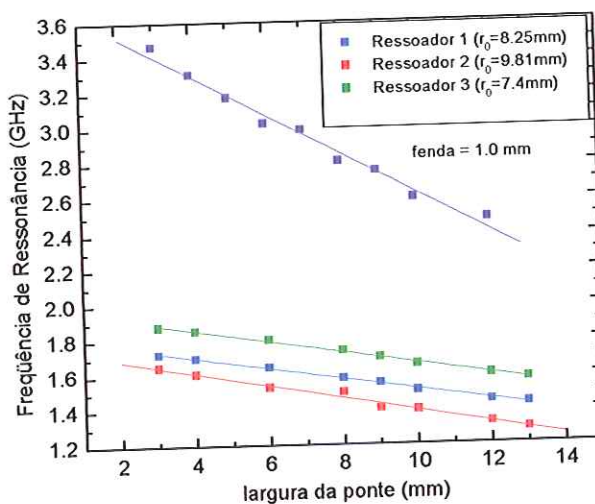


FIGURA 5. 6. Frequência de ressonância em função da largura da ponte para diferentes raios do ressoador, em que os quadrados são os dados experimentais e as linhas cheias uma linearização destes dados.

Finalmente, foram observadas as alterações na frequência de ressonância do Ressorador *Bridged Loop-Gap* produzidas pela modificação no raio da blindagem. Para esta análise utilizou-se para a blindagem dois tubos de acrílico com diferentes diâmetros, sendo empregado aqui um ressoador com uma largura de fenda de 0,5mm.

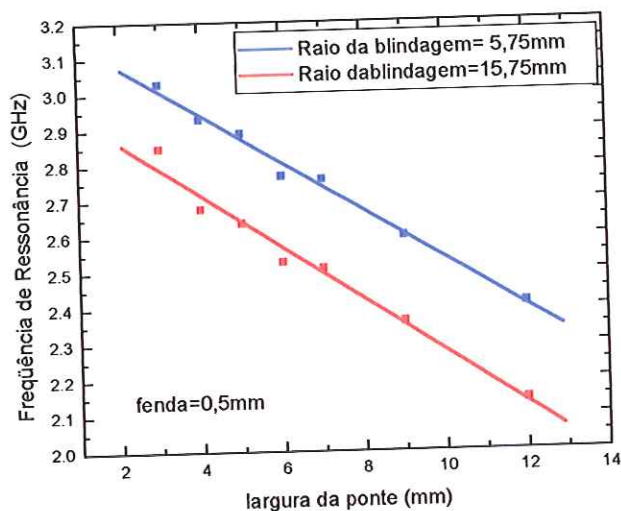


FIGURA 5.7. Frequência de ressonância em função da largura da ponte para diferentes valores do raio da blindagem, em que os quadrados são os dados experimentais e as linhas cheias um linearização destes dados.

O resultado acima confirma o estudo feito na seção 4.4 com relação à influência da blindagem, mostrando que a frequência de ressonância tem uma relação inversamente proporcional com o diâmetro da blindagem do Ressorador *Bridged Loop-Gap*.

5.4. Fator de Qualidade (Q) e Relação de Onda Estacionária (ROE)

Para a caracterização do fator de qualidade e da relação de onda estacionária (ROE) do Ressorador *Bridged Loop-Gap* considerou-se os efeitos produzidos pela distância do corpo do ressonador à espira de acoplamento e o ângulo existente entre a região da fenda e a abertura da espira de acoplamento, sendo também analisada a variação ocorrida no fator de qualidade do dispositivo quando se introduz amostra

aquosa no seu interior. O objetivo aqui é avaliar o potencial do ressoador para aplicações práticas em RPE.

A influência da distância do corpo do ressoador à espira no valor do fator de qualidade é mostrada na FIGURA 5.8. Para esta análise variou-se a distância entre o ressoador e a espira. Neste experimento a espira de acoplamento se mantém fixa enquanto se movimenta o corpo do ressoador.

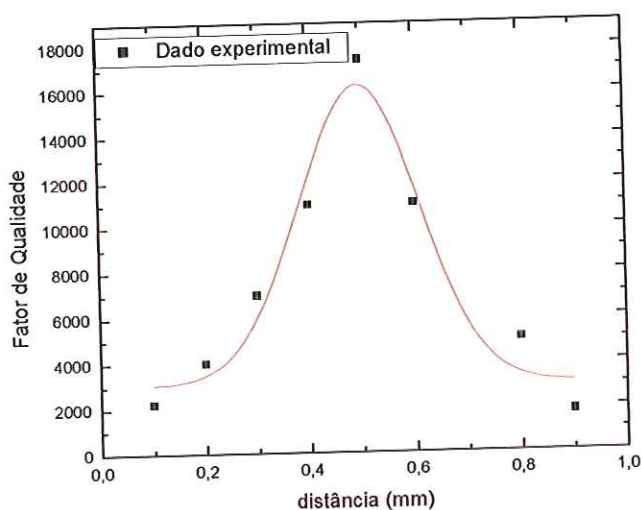


FIGURA 5.8. Fator de qualidade versus a distância do ressoador à espira de acoplamento para um ressoador com largura da ponte de 3mm, largura da fenda de 0,5mm e frequência de ressonância de 3,45 GHz

Observa-se que o ponto onde ocorre o máximo valor do fator de qualidade é exatamente aquele mesmo ponto onde acontece o melhor casamento de impedância, ou seja, ROE próxima de 1,0. A comprovação desta afirmação é ilustrado na FIGURA 5.9. Esta investigação mostra que, para este caso, a ROE é próxima de 1,0 à uma distância, do ressoador a espira, de 0,5mm, onde foi obtido também o mais alto valor do fator de qualidade.

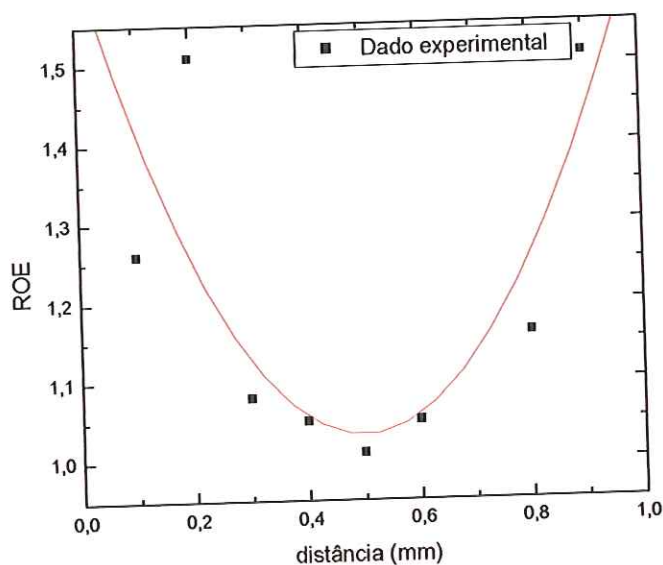


FIGURA 5.9. ROE versus a distância do ressoador a espira de acoplamento para um ressoador com largura da ponte de 3mm, largura da fenda de 0,5mm e frequência de ressonância igual a 3,45 GHz

O fator de qualidade também pode ser alterado à partir da variação do ângulo que a abertura da espira de acoplamento faz com a região da fenda. A variação deste parâmetro é semelhante àquela em banda L, onde o ressoador sofre rotação no sentido horário, onde lembra-se que θ é o ângulo formado pela abertura da espira de acoplamento com a região da fenda.

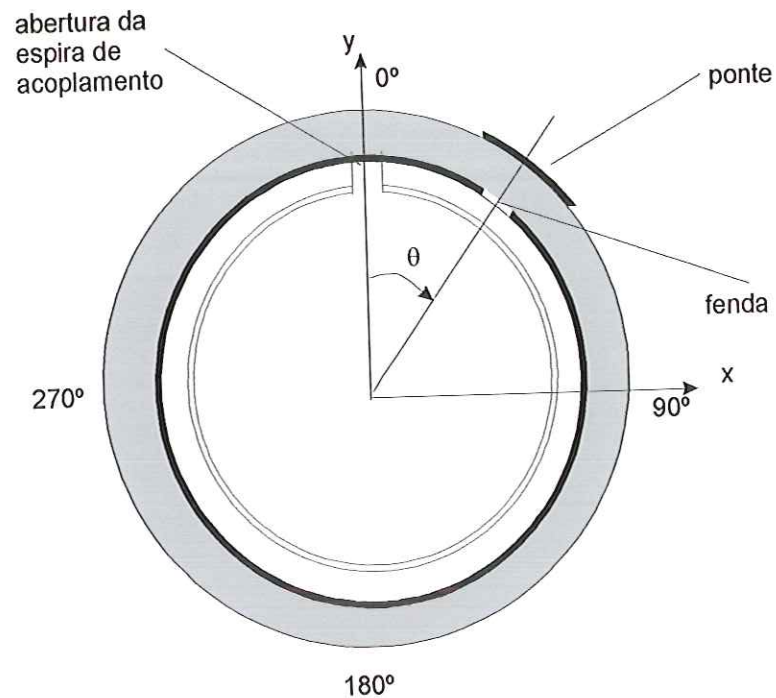
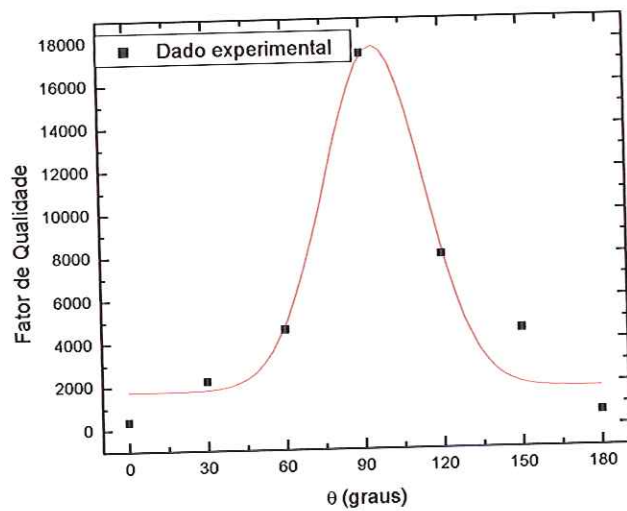
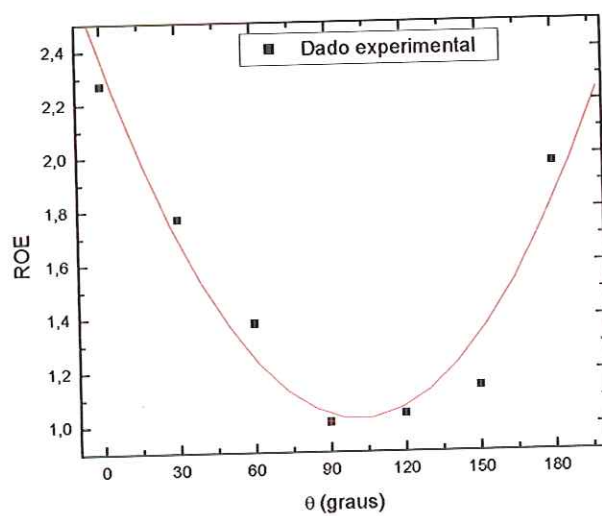


FIGURA 5. 10. Seção transversal no plano xy da espira de acoplamento e o ressonador

Como no caso anterior o mais alto valor do fator de qualidade ocorre quando se tem o melhor casamento de impedância, ROE próxima ao valor unitário, quando θ é igual à 90° . As FIGURA 5. 11 (a) e FIGURA 5.11 (b) ilustram a afirmativa, mostrando, por meio das curvas característica do fator de qualidade e da ROE, que o melhor casamento ocorre com θ igual à 90° .



(a)



(b)

FIGURA 5. 11. (a) Fator de Qualidade versus θ (b) ROE versus θ com uma largura da ponte de 3mm, largura da fenda de 0,5mm e frequência de ressonância de 3,45 GHz

Uma das grandes vantagens do uso do Ressonador *Bridged Loop-Gap* em experimento de Espectroscopia de Ressonância Paramagnética Eletrônica é a pequena variação no fator de qualidade quando se introduzem amostras aquosas no seu interior.

Para avaliação desta característica, foi realizada a aquisição de dados da resposta em frequência no analisador de rede por meio do software SoftPlot [22], permitindo a análise do fator de qualidade do Ressonador *Bridged Loop-Gap* com e sem amostra aquosa. A FIGURA 5. 13(a) mostra os resultados obtidos para o fator de qualidade do dispositivo descarregado (sem amostra), e a FIGURA 5. 13(b) mostra o fator de qualidade carregado (com amostra).

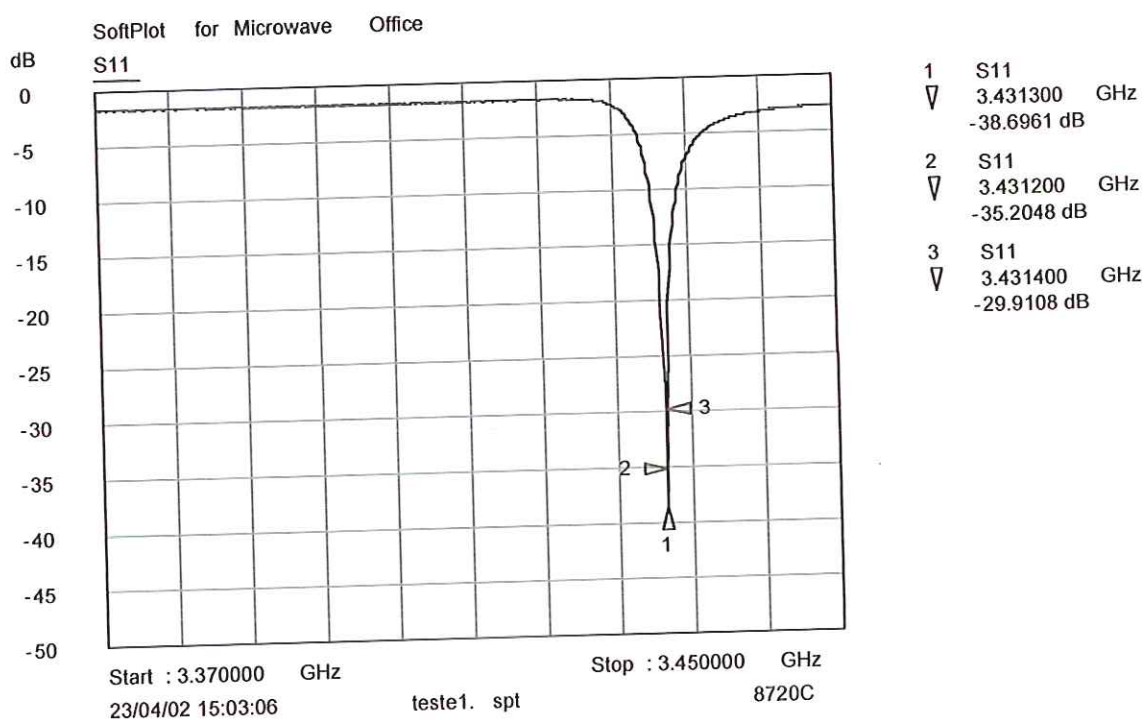


FIGURA 5. 12. Fator de Qualidade igual à 25349 para o ressonador sem amostra aquosa

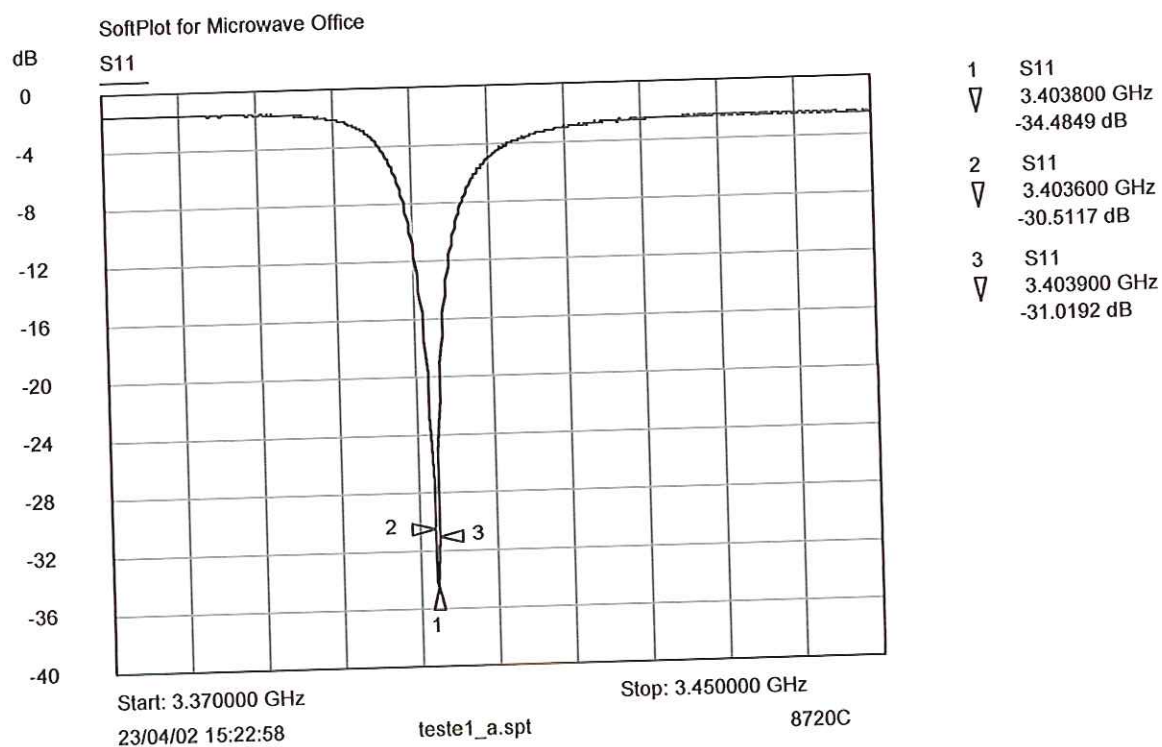


FIGURA 5. 13. Fator de Qualidade igual à 13758 para o ressoador com amostra aquosa

Os resultados obtidos comprovam o grande interesse da utilização do Ressorador *Bridged Loop-Gap* em experimentos de Ressonância Paramagnética Eletrônica, pois mesmo com amostra aquosa no seu interior o fator de qualidade pouco se alterou.

5.5. Comparação dos resultados experimentais com as previsões teóricas

Para a verificação da validade, em banda S, do método de cálculo da frequência de ressonância proposto por Hirata *et al* [6], foram comparados os resultados experimentais com os resultados teóricos investigando se estes mantinham a concordância em torno de cerca de 10% que foi apresentada para a análise em banda L.

As figuras a seguir mostram a comparação dos resultados teóricos com os resultados experimentais para a frequência de ressonância em função da largura da ponte.

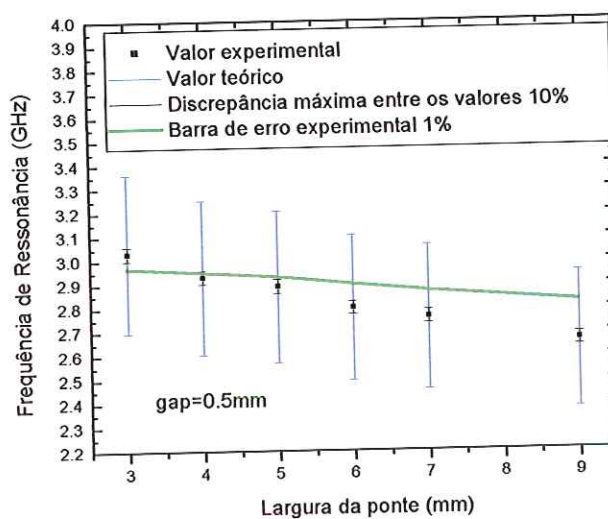


FIGURA 5. 14. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 0,5mm

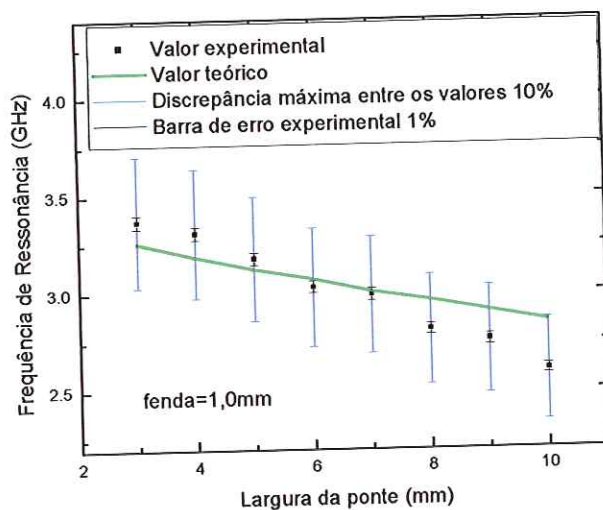


FIGURA 5. 15. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1,0mm

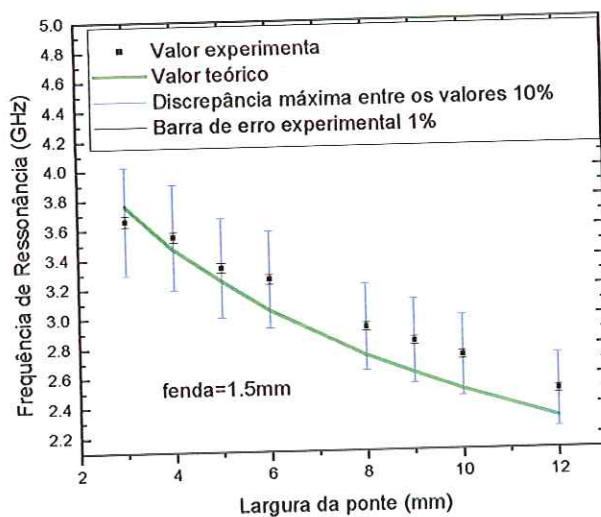


FIGURA 5. 16. Frequência de ressonância versus largura da ponte para uma largura da fenda de 1,5mm

Torna-se claro, portanto, que o modelo apresentado por Hirata *et al* [6] pode ser uma ferramenta útil para a estimativa da frequência de ressonância do ressoador *Bridged Loop-Gap* para diversas faixas de frequência.

CAPÍTULO 6

Conclusões

Neste trabalho foram investigadas as principais características de desempenho do Ressonador *Bridged Loop-Gap*, de forma a encontrar um procedimento de projeto e caracterização do ressonador para que o mesmo tenha um desempenho otimizado. A frequência de ressonância, fator de qualidade e a ROE foram analisados experimentalmente com referência aos parâmetros do dispositivo.

Em linhas gerais, à partir da análise do comportamento da frequência de ressonância destes ressoadores, pode-se observar uma dependência linear da frequência com relação à parâmetros estruturais tais como largura da ponte, largura da fenda, diâmetro do ressonador e da blindagem. Ademais, foram realizados também estudos sobre o fator de qualidade e a relação de onda estacionária, o que nos permitiu concluir que o ângulo θ (ângulo formado pela abertura da espira e a fenda) e a distância entre o corpo do ressonador à espira de acoplamento realizam um papel crucial no desempenho do ressonador. Observou-se também que a introdução de amostras aquosas no interior do ressonador pouco altera o fator de qualidade, mantendo este um alto valor. Finalmente, os resultados experimentais obtidos foram comparados com o modelo teórico proposto por Hirata *et al* [6], indicando que este modelo pode, de fato, ser usado para a predição da frequência de ressonância do Ressonador *Bridged Loop-Gap*.

Vale mencionar que uma aplicação desse ressoador em Banda X foi também tentada. Contudo, as dimensões do dispositivo para atuar nesta faixa de frequência de microondas são muito reduzidas, tornando a sua construção bastante crítica e fazendo com que a tentativa não fosse bem sucedida.

Em resumo, os resultados experimentais obtidos para frequência de ressonância e fator de qualidade indicam que este estudo pode ser uma ferramenta importante na otimização do desempenho do Ressorador *Bridged Loop-Gap*.

Referências Bibliográficas:

- [1] D. J. E. Ingram, *Spectroscopy in Radio and Microwave Frequencies*, New York Plenum Press, 1967
- [2] W. N. Hardy e L.A Whitehead, *Split-ring for use in Magnetic Resonance from 200-2000Mhz*, Review of Scientific Instruments, vol. 52, no. 2, pp. 213-216, Fevereiro 1981.
- [3] W. Froncisz e J. S. Hyde, *The Loop-Gap Resonator: a New Microwave Lumped Circuit ESR Sample Structure*, Journal of Magnetic Resonance, vol. 47, no. 3, pp. 515-521, Fevereiro 1982
- [4] S. Pfenninger, J. Forres e A. Schweiger, *Bridged Loop-Gap Resonator: A Resonant Structure for Pulse ESR Transparent to High - Frequency Radiation*, Review of Scientific Instruments, vol.59, no. 5, pp.752-760, Maio 1988
- [5] S. Pfenninger, J. Forres e A. Schweiger, J. Elsenegger, *A Pulsed ENDOR Probehead with the Bridged Loop-Gap Resonator: Constrution and Performance*, Review of Scientific Instruments, vol. 61, no. 11, pp.3360-3367, Novembro 1990
- [6] H. Hirata e M. Ono, *Resonance Frequency Estimation of Bridged Loop-Gap Resonator Used for Magnetic Resonance Measurements*, Review of Scientific Instruments, vol. 67, no. 1, pp.73-78, Janeiro 1996
- [7] V. Weis, W. Mittelbach e J. Claus, *Probehead with Interchangeable unable Bridged Loop-Gap Resonator for Pulsed Zero-Field Optically Detected*

Magnetic Resonance Experiments on Photoexcited Triplet States, Review of Scientific Instruments, vol. 68, no. 5, pp.1980-1985, Maio 1997

[8] G. Sturn, A. Lötze e J. Voithländer, *Pulsed EPR Field Cycling and a Bridged Loop-Gap Resonator Made by Chemical Deposition of Silver*, Journal of Magnetic Resonance, vol. 127, no. 1, pp 105-108, Julho 1997

[9] P.P. Borbat, R.H. Crepeau e J. H. Freed, *Multifrequency Two-Dimensional Fourier Transform ESR: An X/Ku-Band Spectrometer*, Journal of Magnetic Resonance, vol. 127, no. 2, pp 155-167, Agosto 1997

[10] G. Sturn, D. Kilian e A. Lotz, *Detection of Anisotropic Hyperfine Transitions in Zero Magnetic Field using Field-Cycling Techniques*, Journal of Magnetic Resonance, vol. 142, no. 1, pp 139-144, Janeiro 2000

[11] M. Willer, J. Forrer e J. Keller, *S-band (2-4 GHz) Pulse Electron Paramagnetic Resonance Spectrometer: Construction, Probe Head Design, and Performance*, Review of Scientific Instruments, vol.71, no. 7, pp.2807-2817, Julho 2000

[12] A. D. Blumlein, U.S. Patent Nº 2238 770, 15 Abril 1941

[13] H.A.H. Boot and J. T. Randall, *Historical Notes on the Cavity Magnetron*, IEEE Transactions Electronic Devices, vol. 23, no.7, pp. 724-729, Julho 1976

[14] F. R. Nobre, Ressoador de Hertz, members. tripod. com/ Rlandell/ ressoa.htm, acesso em 22 Janeiro de 2002

[15] M. Mehdizadeh, T.K. Ishii, J. S. Hyde e W. Froncisz, *Loop-Gap resonator: a Lumped Mode Microwave Resonant Structure*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 31, no. 12, pp.1059-1063, Dezembro 1983

[16] W.H. Hayt Jr, *Eletromagnetismo*, Livros Técnicos e Científicos Editora S.A, 1983

[17] M. Mehdizadeh e T. K. Ishii, *Eletromagnetic Field Analysis and Calculation of Resonance Characteristics of Loop-Gap Resonator*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 7, pp.1113-1117, Julho 1989

-
- [18] J. C. Sartori, *Construção de um Sistema para Ressonância Paramagnética Eletrônica em Baixa Freqüência: Banda L e Banda S*, Tese de Doutorado IFQSC-USP, Janeiro 1991
- [19] A. Schwarzmann, *Approximate Solutions for Coupled Pair of Microstrip Lines in Microwave Integrated Circuits*, The Microwave Journal, vol. 12, no. 5, pp.79-82, Maio 1969
- [20] R. Garg e I. J. Bahl, *Characteristic of Coupled Microstriplines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 27, no. 7, pp. 700, Julho 1979
- [21] L. Q. Orsini, *Circuitos Elétricos*, Edgard Blucher Ltda, Cap.6, 1971
- [22] SoftPlot for Microwave Office, P&H Technology Consultants
- [23] R. Plonsey e R. E. Collin, *Principles and Application of Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, New York, Cap.8, 1961
- [24] S. Ramo, J. r. Whinnery e T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, Cap 4, 1984
- [25] J. A. Edminister, *Eletromagnetismo*, McGraw-Hill, 1980
- [26] C. A. Desoer e E. S. Kuth, *Basic Circuit Theory*, McGraw-Hill, Cap. 10, 1969
- [27] F. Momo, A. Sotgiu e R. Zonta, *On the Design of a Split Ring Resonator for ESR Spectroscopy between 1 and 4 GHz*, Journal of Physics E. Scientific Instruments, vol.16, no. 1, pp.43-46, Janeiro 1983
- [28] M. Caulton, S. P. Knight e D. A. Daly, *Hybrid Integrates Lumped-Element Microwave Amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 16, no. 7, pp. 397-400, Julho 1968
- [29] J. C. Sartori, *Linhas de Transmissão e Carta de Smith: Projeto Assistido por Computador*, EESC-USP, 1999