

**HERON EDUARDO DE LIMA ÁVILA**

**ANÁLISE E CARACTERIZAÇÃO DE  
UM SENSOR ELETROMAGNÉTICO DE  
CAVIDADE RESSONANTE APLICADO  
À MEDIÇÃO DE FRAÇÃO DE ÁGUA  
EM UMA MISTURA BIFÁSICA**

**FLORIANÓPOLIS  
2013**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS**

**ANÁLISE E CARACTERIZAÇÃO DE  
UM SENSOR ELETROMAGNÉTICO DE  
CAVIDADE RESSONANTE APLICADO  
À MEDIÇÃO DE FRAÇÃO DE ÁGUA  
EM UMA MISTURA BIFÁSICA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
de Automação e Sistemas.

**HERON EDUARDO DE LIMA ÁVILA**

Florianópolis, Abril de 2013.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Ávila, Heron Eduardo de Lima

Análise e caracterização de um sensor eletromagnético de cavidade ressonante aplicado à medição de fração de água em uma mistura bifásica / Heron Eduardo de Lima Ávila ; orientador, Daniel Juan Pagano ; co-orientador, Fernando Rangel de Sousa. - Florianópolis, SC, 2013.  
196 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

Inclui referências

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Sensor de ressonância. 3. Cavidade ressonante. 4. Radiofrequência. 5. Medição de fração de água. I. Pagano, Daniel Juan. II. Sousa, Fernando Rangel de. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. IV. Título.

# ANÁLISE E CARACTERIZAÇÃO DE UM SENSOR ELETROMAGNÉTICO DE CAVIDADE RESSONANTE APLICADO À MEDIÇÃO DE FRAÇÃO DE ÁGUA EM UMA MISTURA BIFÁSICA

Heron Eduardo de Lima Ávila

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas, Área de Concentração em *Controle, Automação e Sistemas*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Daniel J. Pagano, Dr.  
Orientador

---

Jomi Fred Hübner, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de  
Automação e Sistemas

Banca Examinadora:

---

Daniel J. Pagano, Dr.  
Presidente

---

Fernando Rangel de Sousa, Dr. Co-orientador

---

Agustinho Plucenio, Dr.

---

Armando Albertazzi Gonçalves Júnior, Dr.

---

Walter P. Carpes Jr., Dr.



*In memoriam*

Dedicado à Setembrina Vieira de Lima  
vó querida e amada para sempre em minhas lembranças...





# AGRADECIMENTOS

À Deus, sinônimo de toda energia do bem que nos dá forças.

Aos meus pais e familiares, pelo apoio e suporte.

Aos meus orientadores Prof. Daniel e Prof. Fernando pela dedicação durante a realização deste trabalho.

Aos meus colegas por poder compartilhar dos momentos de descontração e também dos momentos difíceis.

Ao Laboratório de Circuitos Integrados (LCI) do Departamento de Engenharia Elétrica, ao Laboratório de Montagem Mecatrônica (LMM) e ao Laboratório Experimental de Escoamentos Multifásicos (LEEM), ambos do Departamento de Automação e Sistemas, pelo suporte técnico e fornecimento de materiais necessários para realização dos experimentos e validação do trabalho.

À Agência Nacional do Petróleo, Gás Natural e Biocombustíveis (ANP) através do Programa de Recursos Humanos (PRH-34-ANP/MCT) pelo financiamento do projeto.



Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

**ANÁLISE E CARACTERIZAÇÃO DE  
UM SENSOR ELETROMAGNÉTICO DE  
CAVIDADE RESSONANTE APLICADO  
À MEDIÇÃO DE FRAÇÃO DE ÁGUA  
EM UMA MISTURA BIFÁSICA**

**Heron Eduardo de Lima Ávila**

Abril/2013

Orientador: Daniel Juan Pagano, Dr.

Co-orientador: Fernando Rangel de Sousa, Ph.D.

Área de Concentração: Controle, Automação e Sistemas

Palavras-chave: sensor de ressonância, cavidade ressonante, escoamento bifásico, radiofrequência, medição de fração de água

Número de Páginas: número romano total pre-texto + 166

Neste trabalho foi realizada uma análise teórica e experimental do comportamento de um sensor eletromagnético de cavidade ressonante empregado na medição de fração de água em fluidos bifásicos (água/óleo e água/ar), em fase de desenvolvimento no Departamento de Automação e Sistemas da UFSC. Foram efetuadas medições estáticas com água doce e água do mar em misturas contendo água/óleo e água/ar e ainda medições dinâmicas com água doce e ar. As medições foram realizadas com módulos de geração e recepção do sinal eletromagnético na faixa de radiofrequência (RF). Foi utilizado o método da perturbação em cavidades ressonantes a fim de investigar os distintos comportamentos do sensor em função do posicionamento das antenas na cavidade. Com o objetivo de melhorar o instrumento, foi estudado o casamento entre as impedâncias das portas do sensor e dos módulos de geração e recepção de sinais. Foram implementadas redes de casamento de impedâncias a fim de validar o projeto levando em consideração o casamento para uma fração de 100% de água. As redes implementadas melhoraram a relação sinal/ruído do primeiro modo ressonante em relação aos demais, aumentando a exatidão na identificação do pico do primeiro modo ressonante. Finalmente, foi elaborada uma avaliação metrológica parcial do sensor na qual foram identificados a faixa de repetibilidade, o percentual de incerteza padrão e as curvas de resposta para diferentes misturas estáticas. O tempo de resposta também foi calculado com base em um aplicativo de medição em tempo real desenvolvido no contexto deste trabalho.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Automation and Systems Engineering.

**Analysis and characterization of an electromagnetic sensor based on a resonant cavity applied to the water fraction measurement in a biphasic mixture**

**Heron Eduardo de Lima Ávila**

April/2013

Advisor: Daniel Juan Pagano, Dr.

Co-advisor: Fernando Rangel de Sousa, Ph.D.

Area of Concentration: Control, Automation and Systems

Key words: resonant sensor, resonant cavity, biphasic flow, radio frequency, water fraction meter

Number of Pages: xxviii + 166

In this work, a theoretical and experimental analysis was performed regarding the behavior of an electromagnetic sensor based on a resonant cavity, which is employed to measure the water fraction in biphasic fluids (water/oil and water/air). This system is under development in the Automation and Systems Department of the Federal University of Santa Catarina. A set of static measurements using fresh water and sea water in water/oil and water/air mixtures as well as dynamic measurements with fresh water and air were performed. The measurements were done using commercial radio frequency (RF) generator and analyzer modules. The sensor behavior was also analysed with regard to the placement of the antennas using the resonant perturbation method. In order to improve the instrument performance, a study was done in order to design the impedance matching between the sensor ports and generator/analyzer modules. Matching networks were built in order to validate the design, taking into account the matching for a 100% water fraction. The implemented networks improved the ratio signal/noise of the first resonant mode relative to the others, increasing the identification accuracy of the first resonant peak. Finally, a partial metrological evaluation was conducted, in which were determined the repetitivity range, the standard uncertainty percentage, and the response curves for different static mixtures. The response time was also computed based on a real time measurement software implemented in the context of this work.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Exploração e Produção de petróleo no Brasil e no mundo	1
1.2	Escoamentos multifásicos	4
1.2.1	Definição	4
1.2.2	Medição de vazão multifásica	5
1.2.3	Principais fabricantes e modelos comercializados	7
1.2.4	Recentes pesquisas sobre sensores de ressonância	9
1.3	Caracterização do problema e motivação	10
1.4	Objetivos	12
1.5	Estrutura do trabalho	13
<b>2</b>	<b>Fundamentação teórica</b>	<b>15</b>
2.1	Guias de onda	15
2.2	Cavidades ressonantes	16
2.3	Circuitos ressonantes equivalentes	17
2.3.1	Circuito ressonante RLC em série	18
2.3.2	Circuito ressonante RLC em paralelo	23
2.4	Formulação da matriz de espalhamento para uma junção de duas portas	26
2.5	Sumário	30
<b>3</b>	<b>Sensor eletromagnético de cavidade ressonante</b>	<b>31</b>
3.1	Princípio de funcionamento e resultados recentes	31
3.2	Influência do posicionamento das antenas no comportamento do sensor	37
3.2.1	Método da perturbação em cavidades ressonantes por meio do material	38
3.2.2	Metodologia e análise	44
3.3	Sumário	48

<b>4</b>	<b>Análise teórica e experimental do sensor</b>	<b>49</b>
4.1	Modelo representativo das propriedades elétricas do sensor	49
4.2	Casamento das impedâncias . . . . .	63
4.2.1	Análise das impedâncias de entrada . . . . .	63
4.2.2	Técnicas para o casamento de impedâncias . . . . .	66
4.2.3	Projeto da rede de casamento de impedâncias para as portas de entrada do sensor . . . . .	79
4.2.4	Resultados obtidos . . . . .	82
4.3	Sumário . . . . .	105
<b>5</b>	<b>Caracterização experimental do sensor</b>	<b>107</b>
5.1	Sistemas de medição . . . . .	107
5.1.1	Introdução aos sistemas de medição . . . . .	107
5.1.2	Parâmetros de medição . . . . .	109
5.1.3	Análise estatística dos erros nas medições . . . . .	110
5.2	Metodologia de Análise . . . . .	111
5.2.1	Medições estáticas . . . . .	112
5.2.2	Medições dinâmicas . . . . .	115
5.3	Resultados . . . . .	117
5.3.1	Medições estáticas . . . . .	117
5.3.2	Medições dinâmicas . . . . .	133
5.3.3	Considerações finais . . . . .	139
5.4	Sumário . . . . .	141
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>143</b>
<b>A</b>	<b>Aplicativos desenvolvidos</b>	<b>149</b>
<b>B</b>	<b>Algoritmo de busca dos máximos</b>	<b>153</b>
<b>C</b>	<b>Analísadores de Rede</b>	<b>157</b>
C.1	Princípio de funcionamento . . . . .	158
C.2	Analísador de Rede Vetorial . . . . .	159
C.3	Analísador de Rede Escalar . . . . .	160



# Lista de Abreviaturas

ADS	Advanced Design System
ANP	Agência Nacional do Petróleo, Gás Natural e Biocombustíveis
API	Application Programing Interface
CW	Continuos Wave
DUT	Device Under Test
DDS	Direct Digital Synthesizer
EIA	U. S. Energy Information Administration
FFT	Fast Fourier Transform
GUI	Graphical User Interface
IEA	International Energy Agency
IF	Intermediate Frequency
PVC	Material Plastico (Policloreto de Vinilo)
RF	Radiofrequência
Rx	Sistema de Recepção
SNA	Scalar Network Analyser
Tx	Sistema de Transmissão
UEEM	Unidade Experimental de Escoamentos Multifásicos
VNA	Vectorial Network Analyser



# Lista de Símbolos

## Variáveis de circuitos elétricos

$R$	Resistência [ $\Omega$ ]
$L$	Indutância [Henry]
$C$	Capacitância [Farad]
$I$	Corrente elétrica [Ampère]
$V$	Tensão elétrica [Volt]
$Z$	Impedância [ $\Omega$ ]
$\chi$	Reatância [ $\Omega$ ]
$Y$	Admitância [ $1/\Omega$ ]
$G$	Condutância [ $1/\Omega$ ]
$\omega$	Frequência angular [radiano]
$f$	Frequência [Hertz]
$P$	Potência elétrica [Watts]
$Q$	Fator de qualidade [-]

## Variáveis de vazão

$Q_{vazao}$	Vazão volumétrica [ $m^3/s$ ]
$\dot{Q}$	Vazão mássica [ $kg/s$ ]
$\bar{v}$	Velocidade média [ $m/s$ ]
$A$	Área de secção transversal [ $m^2$ ]
$\rho$	Densidade [ $kg/m^3$ ]
$\dot{V}$	Volume [ $m^3$ ]

# Variáveis eletromagnéticas

<b>E</b>	Campo elétrico
<b>H</b>	Campo magnético
$TE_{nml}$	Modo de Propagação Transversal Elétrico
$TM_{nml}$	Modo de Propagação Transversal Magnético
$p_{nm}$	Função de Bessel
$a_i$	Ondas incidentes na porta $i$
$b_i$	Ondas refletidas na porta $i$
$S_{11}$	Coefficiente de reflexão na porta 1
$S_{22}$	Coefficiente de reflexão na porta 2
$S_{12}$	Coefficiente de transmissão da porta 2 para a porta 1
$S_{21}$	Coefficiente de transmissão da porta 1 para a porta 2
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão
$c$	Velocidade propagação da luz [ $3 \cdot 10^8 m/s$ ]
$\epsilon$	Permissividade elétrica
$\epsilon'$	Permissividade Real
$\epsilon''$	Permissividade Imaginária
$\epsilon_0$	Permissividade do vácuo [ $8.854 \cdot 10^{-12} F/m$ ]
$\epsilon_r$	Permissividade relativa
$\epsilon_{r\infty}$	Permissividade infinita (frequências elevadas)
$\epsilon_{rs}$	Permissividade estática (baixa frequência)
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\mu_0$	Permeabilidade do vácuo [ $4\pi \cdot 10^{-7} N/A^2$ ]
$\mu_r$	Permeabilidade relativa
$\tau$	Tempo de relaxamento
$\eta_c$	Impedância intrínseca [ $\Omega$ ]
$a$	Raio cavidade ressonante [ $m$ ]
$d$	Comprimento cavidade ressonante [ $m$ ]

# Lista de Figuras

2.1	Circuito RLC em série. . . . .	18
2.2	Impedância de entrada do circuito RLC série em função da frequência. . . . .	22
2.3	Gráfico de magnitude e fase da equação (2.21) para diferentes valores de $Q$ [21]. . . . .	23
2.4	Circuito RLC em paralelo. . . . .	24
2.5	Impedância de entrada do circuito RLC paralelo em função da frequência. . . . .	26
2.6	Ondas incidentes e espalhadas em uma junção de duas portas. . . . .	28
2.7	Junção de duas portas com uma fonte de tensão conectada na porta 1 e uma carga conectada na porta 2 [21]. . . . .	29
3.1	Esboço da variação laminar da fração de água em um fluido bifásico dentro do duto de escoamento de um sensor eletromagnético de cavidade ressonante. . . . .	32
3.2	Esboço (a) e foto (b) do protótipo implementado [27]. . . . .	34
3.3	Ilustração do método de perturbação da cavidade ressonante através da inserção de um novo material (a) de alta permissividade e pequeno volume e (b) de baixa permissividade e grande volume (Modificado a partir de [11]). . . . .	40
3.4	Distribuição de campo eletromagnético dentro de uma cavidade ressonante cilíndrica projetada para ressonar no modo TE <sub>111</sub> [11]. . . . .	41
3.5	Distribuição do campo elétrico dentro da cavidade ressonante em função do posicionamento das antenas nas laterais da cavidade (a) na horizontal (tangencial à superfície da amostra) e (b) na vertical (perpendicular à superfície da amostra). . . . .	42

3.6	Varição da permissividade relativa real de uma mistura laminar água/ar para o caso das antenas na horizontal e na vertical. . . . .	45
3.7	Permissividade relativa de água doce em função da frequência para 25° C. Em destaque a região de operação do instrumento. . . . .	46
3.8	Comparação entre as curvas com base no deslocamento relativo da frequência ressonante $\Delta f_r/f_r$ e a partir dos valores das permissividades relativas $A_h$ . . . . .	47
3.9	Comparação entre as curvas com base no deslocamento relativo da frequência ressonante $\Delta f_r/f_r$ e a partir dos valores das permissividades relativas $A_v$ . . . . .	47
4.1	Medida de magnitude e fase do parâmetro $S_{21}$ . . . . .	51
4.2	Medida de magnitude dos parâmetro $S_{11}$ e $S_{22}$ . . . . .	52
4.3	Impedância da porta 1. . . . .	53
4.4	Impedância da porta 2. . . . .	54
4.5	Modelo representativo das propriedades elétricas do sensor eletromagnético de cavidade ressonante no ambiente de simulação do <i>software</i> ADS. . . . .	56
4.6	Deslocamento em frequência do primeiro modo ressonante em função da fração de água. . . . .	57
4.7	Varição das impedâncias de entrada em função da fração de água. . . . .	58
4.8	Varição da permissividade da mistura em função da fração de água. . . . .	59
4.9	Impedância equivalente $Z_{eqSP1}$ (na porta 1) e $Z_{eqSP2}$ (na porta 2) do sensor de cavidade ressonante e do modelo RLC $Z_{eqMP1}$ (porta 1) e $Z_{eqMP2}$ (porta 2). . . . .	60
4.10	Medida de magnitude e fase do parâmetro $S_{21}$ do modelo RLC da cavidade ressonante. . . . .	61
4.11	Comparação entre os valores reais do parâmetro $S_{21}$ e os valores simulados através do modelo RLC da cavidade ressonante exposto na Figura 4.5. . . . .	62
4.12	Magnitude linear dos parâmetros $S_{21}$ , $S_{11}$ e $S_{22}$ para 100% de água. . . . .	64
4.13	Parâmetros $S_{21}$ , $S_{11}$ e $S_{22}$ representados na Carta de Smith para 100% de água. As flechas indicam o sentido crescente da variação de frequência. . . . .	65

4.14	Princípio de funcionamento das redes adaptadoras de impedâncias, (a) impedâncias “enxergadas” antes da adaptação e (b) impedâncias “enxergadas” após a adaptação.	66
4.15	Transferência de potência em função da variação da carga $R_L$ .	68
4.16	Adaptação da impedância (casamento de impedância) da fonte $Z_S$ e da carga $Z_L$ do circuito para se obter máxima transferência de potência até a carga (adaptado de [10]).	68
4.17	Projeto da rede L para o casamento entre as impedâncias da fonte $Z_S$ e da carga $Z_L$ baseado no cálculo de $Z_{eq}$ .	69
4.18	Transformação de uma impedância em série para a mesma impedância em paralelo.	72
4.19	Projeto da rede L para o casamento entre as impedâncias da fonte $Z_S$ e da carga $Z_L$ baseado no cálculo de $Q$ .	74
4.20	Parâmetro $S_{21}$ e $S_{11}$ calculado com base no cálculo da impedância equivalente $Z_{eq}$ e do fator de qualidade $Q$ .	77
4.21	Impedâncias das portas 1 e 2 após a inserção das redes projetadas com base no cálculo da impedância equivalente $Z_{eq}$ e no fator de qualidade $Q$ como ilustrado nas Figuras 4.17 e 4.19 respectivamente.	78
4.22	Conexão em cascata das redes em L por meio de resistores virtuais (a) do menor para o maior e (b) do maior para o menor.	79
4.23	Impedância de entrada das portas 1 e 2 na primeira frequência de ressonância em função da fração de água.	80
4.24	Rede adaptadora das impedâncias da fonte $Z_S$ e da carga $Z_L$ , composta por apenas uma rede em L (a) ou ainda uma cascata de $n$ redes em L (b).	81
4.25	Medida de magnitude e fase do parâmetro $S_{21}$ em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por um conjunto de elementos em L.	83
4.26	Medida de magnitude e fase do parâmetro $S_{21}$ em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por dois conjuntos de elementos em L.	84
4.27	Medida de magnitude e fase do parâmetro $S_{21}$ em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por quatro conjuntos de elementos em L.	85
4.28	Medida de magnitude e fase do parâmetro $S_{21}$ em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por seis conjuntos de elementos em L.	86

4.29	Comparação entre os valores da frequência do primeiro modo ressonante em função da fração de água para o caso sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes. . . . .	87
4.30	Comparação entre os valores da atenuação do sinal do primeiro modo ressonante em função da fração de água para o caso sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes. . . . .	87
4.31	Comparação entre a potência transferida sem a adaptação e com a adaptação provida pela rede com apenas um conjunto de elementos (Rede 1) para os casos de 100% e 0% de água. . . . .	88
4.32	Coefficientes de transmissão $S_{21}$ e os coeficientes de reflexão das portas 1 $S_{11}$ e 2 $S_{22}$ para a frequência de ressonância referente a 100% de água sem adaptação e com a Rede 1. . . . .	90
4.33	Impedância equivalente na porta 1 após a adaptação provida pela Rede 1. . . . .	91
4.34	Impedância equivalente na porta 2 após a adaptação provida pela Rede 1. . . . .	92
4.35	Parâmetros $S_{21}$ , $S_{11}$ e $S_{22}$ representados na Carta de Smith para 100% de água após a adaptação das impedância por meio da Rede 1. . . . .	94
4.36	Evolução dos valores da magnitude de potência transferida (a) sem a adaptação e (b) com a adaptação provida pela rede com apenas um conjunto de elementos (Rede 1) em função da frequência para as frações de 0 a 100% de água. . . . .	95
4.37	Figura 4.36 aproximada na faixa de 150 a 250 MHz. . .	96
4.38	Valores da magnitude da potência transferida sem a adaptação e com a adaptação provida pela rede com apenas um conjunto de elementos (Rede 1) para as frações de 0 a 100% de água. . . . .	97
4.39	Comparação entre os valores do fator de qualidade dos picos do primeiro modo ressonante com e sem adaptação de impedâncias em função da fração de água. . . . .	97
4.40	Comparação entre os valores da frequência do segundo modo ressonante em função da fração de água para o caso sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes. . . . .	98



4.41	Detalhes do ambiente de testes formado por dutos metálicos. . . . .	99
4.42	Comparação entre as curvas de respostas do sensor para o parâmetro $S_{21}$ correspondente a uma fração de 100% para as medições realizadas nos ambientes de testes compostos por dutos de PVC e dutos metálicos. . . . .	100
4.43	Circuito desenvolvido no ambiente de simulação do software ADS. . . . .	100
4.44	Layout da placa de circuito fabricada. . . . .	101
4.45	Detalhes das placas de circuito implementadas para o casamento entre as impedâncias das antenas com os módulos de geração e recepção do sinal. . . . .	102
4.46	Comparação dos dados reais e de simulação dos coeficiente de transmissão $S_{21}$ (a) e coeficientes de reflexão $S_{11}$ e $S_{22}$ (b) antes e após a adaptação com as redes fabricadas. . . . .	103
4.47	Comparação dos dados reais e de simulação das partes real (a) e imaginária (b) das impedâncias das portas 1 antes e após a adaptação com as redes fabricadas. . . . .	104
5.1	Diagrama de blocos do ambiente de testes utilizando os módulos Signal Hound. . . . .	113
5.2	Detalhes do ambiente de testes e do sensor acoplado aos módulos SNA. . . . .	114
5.3	Diagrama de instrumentação da Unidade Experimental de Escoamentos Multifásicos. . . . .	116
5.4	Instrumentos utilizados no experimento dinâmico para o escoamento bifásico água/ar. . . . .	117
5.5	Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na vertical. . . . .	118
5.6	Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical. . . . .	118
5.7	Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na vertical. . . . .	119
5.8	Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical. . . . .	119

5.9	Percentual da incerteza padrão das medições em relação aos valores médios para misturas de Água doce/Óleo e Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical.	120
5.10	Curvas de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água doce/Óleo e Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical.	120
5.11	Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.	123
5.12	Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.	123
5.13	Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.	124
5.14	Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.	124
5.15	Percentual de incerteza padrão das medições em relação aos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água doce/Óleo e Água doce/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.	125
5.16	Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água do mar/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.	126
5.17	Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água do mar/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.	126
5.18	Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondentes à mistura de Água do mar/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.	127

5.19	Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondentes à mistura de Água do mar/Ar com as antenas posicionadas na horizontal. . . . .	127
5.20	Percentual da incerteza padrão das medições em relação aos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água do mar/Óleo e Água do mar/Ar com as antenas posicionadas na horizontal. . . . .	128
5.21	Curvas de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água do mar/Ar, Água do mar/Óleo, Água doce/Ar e Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal. . . . .	128
5.22	Valores médios da magnitude do sinal para as misturas de Água do mar/Ar, Água do mar/Óleo, Água doce/Ar e Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal. . . . .	130
5.23	Comparação entre os fatores de qualidade do primeiro modo ressonante para as misturas de Água doce/ar e Água do mar/ar. . . . .	130
5.24	Parâmetro $S_{21}$ para uma variação de 0 a 100% de água para uma mistura de água doce/ar com as antenas posicionadas na horizontal. . . . .	131
5.25	Parâmetro $S_{21}$ para uma variação de 0 a 100% de água para uma mistura de água do mar/ar com as antenas posicionadas na horizontal. . . . .	131
5.26	Deslocamento da primeira e segunda ressonâncias. . . . .	133
5.27	Fotos dos padrões de fluxo (a) estratificado e (b) turbulento, reproduzidos com base nos parâmetros expostos na Tabela 5.2. . . . .	135
5.28	Curvas geradas a partir de um padrão de escoamento estratificado para as frações de água visualizadas na Figura 5.27(a) com os parâmetros de operação expostos na Tabela 5.2. . . . .	136
5.29	Curvas geradas a partir de um padrão de escoamento turbulento para as frações de água visualizadas na Figura 5.27(b) com os parâmetros de operação expostos na Tabela 5.2. . . . .	137

5.30	Comparação entre as curvas de ressonância correspondentes ao caso estático e dinâmico para uma fração de 100% de água, considerando os ambientes formados por dutos de PVC e dutos metálicos. . . . .	138
5.31	Frequências do primeiro modo ressonante para as curvas médias de 1 a 6 e a incerteza padrão baseada nos valores médios. . . . .	140
A.1	Interface gráfica do aplicativo de aquisição de dados. . .	150
A.2	Interface gráfica do aplicativo para medições em tempo real. . . . .	151
C.1	Diagrama de blocos de um VNA [17]. . . . .	159
C.2	Módulos Signal Hound, transmissor USB-TG44A e receptor USB-SA44B. . . . .	161

# Lista de Tabelas

- 5.1 Coeficientes dos polinômios de quinta ordem utilizados para inferir sobre a fração de água em cada mistura. . . 132
- 5.2 Parâmetros dos padrões de fluxo reproduzidos. . . . . 134



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Exploração e Produção de petróleo no Brasil e no mundo

Os combustíveis fósseis ainda figuram como a principal fonte de energia no cenário atual do consumo mundial. Pesquisas em diversas áreas têm sido realizadas com o objetivo de otimizar os processos envolvidos nas atividades de exploração e produção de petróleo a fim de suprir a demanda global. Em consequência, a produção de petróleo está aumentando gradativamente na medida em que novas regiões produtoras vêm sendo exploradas.

Desde as décadas de 80 e 90, os avanços tecnológicos propiciaram a redução dos custos de exploração e de produção dando início a um novo ciclo econômico para a indústria de petróleo e gás. Atualmente, além da principal utilização do petróleo na produção de combustíveis a partir de seus derivados, centenas de novos compostos são produzidos resultando em diversas utilidades como plásticos, borrachas sintéticas, solventes, detergentes, produtos farmacêuticos, cosméticos, entre outros [30].

Segundo dados do *U. S. Energy Information Administration - (EIA)*, os três maiores consumidores mundiais de petróleo (Estados Unidos, China e Japão) juntos consomem em média o equivalente a 33,2 milhões de barris por dia. Arábia Saudita, Rússia e Estados Unidos estão, nesta ordem, entre os maiores produtores de petróleo do mundo somando o equivalente a 31,5 milhões de barris de petróleo por dia. As maiores reservas de petróleo do mundo, acima de 100 bilhões de barris, encontram-se distribuídas na Arábia Saudita (262,6), Venezuela

(211,2), Canadá (175,2), Irã (137), Iraque (115) e Kuwait (104) [2].

O Brasil aparece em sétimo lugar entre os maiores consumidores de petróleo e em nono entre os maiores produtores, possuindo ainda a décima quarta maior reserva de petróleo do mundo [2].

De acordo com o Anuário Estatístico Brasileiro do Petróleo, Gás natural e Biocombustíveis - 2012 [3], em 2011 o consumo mundial de petróleo chegou a 88,03 milhões de barris/dia, sendo que a região que mais consumiu foi a Ásia-Pacífico com 32,1% do total, chegando a 28,3 milhões de barris/dia. A América do Norte apareceu na segunda posição com 23,2 milhões de barris/dia, 26,3% do total, seguida pela região da Europa e ex-União Soviética (18,9 milhões de barris/dia, 21,5% do total) e as América Central e do Sul (6,2 milhões de barris/dia, 7,1% do total).

Em relação ao ano de 2010, a produção mundial de petróleo aumentou 1,33% chegando a 83,6 milhões de barris/dia. As regiões do Oriente Médio, América do Norte e as Américas Central e do Sul apresentaram alta na produção de 9,4%, 3% e 1,2% respectivamente, enquanto que as regiões da Europa e ex-União Soviética, África e Ásia Pacífico, registraram um declínio de 1,8%, 12,9% e 2% respectivamente. O Oriente Médio manteve-se na liderança com 27,7 milhões de barris/dia, seguido da Europa e ex-União Soviética (17,3), América do Norte (14,3), África (8,8), Ásia-Pacífico (8,1) e Américas Central e do Sul (7,4).

A América do Norte, a África e a região Ásia Pacífico tiveram um declínio em suas reservas de 0,14%, 0,21% e 1,06%, respectivamente, impulsionadas principalmente pelo decréscimo nas reservas do México, Egito, Índia e Indonésia, enquanto que a região que compreende a Europa e a ex-União Soviética apresentou um aumento de 1,13% devido aos acréscimos conferidos à Noruega e à Rússia. O Brasil e a Colômbia apresentaram um aumento das reservas provadas de petróleo de 5,64% e 4,61%, respectivamente, resultando em um aumento de 0,19% das reservas situadas nas Américas Central e do Sul. Este aumento se deu principalmente devido às descobertas nos campos do pré-sal na costa brasileira que resultaram em um total de 15,1 bilhões de barris nas reservas provadas do Brasil, ou seja, que foram descobertas e são consideradas produtivas.

No Brasil, o órgão que regulamenta as atividades que integram a indústria do petróleo, gás natural e biocombustíveis é a Agência Nacional do Petróleo, Gás Natural e Biocombustíveis - (ANP). A ANP promove licitações para a concessão de blocos de petróleo e gás natural. Estes blocos passam pela fase de exploração que visa declarar a



## 1.1. Exploração e Produção de petróleo no Brasil e no mundo

comercialidade do bloco para em seguida dar início às etapas de desenvolvimento e de produção.

De acordo com os dados da ANP [3], até o fim de 2011, 736 áreas estavam sob concessão, das quais 324 blocos estavam na fase de exploração, 80 campos em desenvolvimento da produção e ainda 332 campos na etapa de produção. A ANP promove licitações desde 1999 e ao todo 61 concessionárias realizam atividades exploratórias nas bacias sedimentares brasileiras. Dos 324 blocos sob concessão, 92 estavam sendo explorados somente pela Petrobras, 94 pela Petrobras em parceria com outras companhias e 138 pelos demais concessionários. Dos 80 campos em desenvolvimento, 43 são concedidos à Petrobras, que ainda possui parceria com mais 19 empresas. Nos 332 campos em fase de produção, a Petrobras detém sozinha a concessão de 269 campos e mais 21 em parceria com outras concessionárias. Os campos restantes são concedidos às demais companhias.

Os 332 campos na etapa de produção estão espalhados em 10 estados nas bacias sedimentares do Alagoas, Camamu, Campos, Ceará, Espírito Santo, Potiguar, Recôncavo, Santos, Sergipe, Solimões e Tucano Sul. À exceção das bacias de Campos, Ceará e Santos, a maioria da exploração é feita em terra. As bacias Potiguar (Rio Grande do Norte) e Recôncavo (Bahia) são as que apresentam o maior número de campos, sendo a maioria composta por campos em terra. Dentre os 78 campos que compõem a bacia Potiguar, somente 10 são no mar e os demais em terra. A bacia Recôncavo, que possui o maior número de campos na etapa de produção, tem apenas 1 campo em alto mar enquanto que os outros 82 são em terra. As bacias de Solimões (Amazonas) e Tucano Sul (Bahia) constituem-se somente por campos em terra.

O número de poços no mar (*offshore*) vem aumentando desde 2009 chegando a um acréscimo de 9,95% em 2011; em contrapartida o número de poços em terra (*onshore*) tem sofrido um constante decréscimo que chegou a 25% no último ano. Contudo, a exploração de petróleo em terra continua sendo maior em relação à exploração em mar, uma vez que de um total de 669 poços perfurados em 2011, 63,7% são poços *onshore*.

Embora o número de poços *onshore* seja maior em relação ao número de poços *offshore*, dos 30,1 bilhões de barris das reservas totais de petróleo do Brasil, apenas 1,6 bilhões de barris localizam-se em terra e os demais 28,5 bilhões de barris fazem parte da reserva marítima. Em relação às reservas provadas de petróleo, 93,9% localizam-se em mar, sendo que deste total o Rio de Janeiro é o estado que detém o maior

percentual do volume, chegando a 80,7% do total, seguido por Espírito Santo (8,9%) e São Paulo (2,5%). Os demais estados juntos somam 7,9% do total.

A produção brasileira de petróleo teve um aumento de 2,5% em 2011. Os 9.043 poços produtores, sendo 8.274 em terra e 769 em mar, produziram juntos mais de 768,5 milhões de barris. Mesmo em menor número de poços, a produção *offshore* deteve 91,4% do total, sendo que o estado do Rio de Janeiro foi responsável por 81% dessa produção e 74% da produção total. O estado de São Paulo registrou o maior crescimento da produção *offshore* com um aumento igual a 164,9% enquanto que o estado do Rio Grande do Norte deteve o maior crescimento *onshore* apresentando um acréscimo de 4,1%.

Segundo dados da *International Energy Agency - (IEA)* a demanda mundial de petróleo passará de 87,4 para 99,7 milhões de barris por dia o que representa um aumento de 14% até 2035, sendo que nesse período a produção diária de petróleo no Brasil passará de 2,2 para 5,7 milhões de barris.

A partir dos dados atuais e das perspectivas de crescimento na produção e na demanda de petróleo, inúmeras pesquisas têm sido desenvolvidas nas diversas áreas relacionadas ao setor de petróleo e gás. Com isso, as pesquisas no tema de instrumentação voltadas para a medição de vazão em escoamentos multifásicos, que está presente em quase toda a cadeia produtiva de petróleo, apresentam um papel fundamental diante deste cenário. Portanto, é importante caracterizar os aspectos fenomenológicos deste tipo de escoamento, assim como, também é vital a importância de poder medir em linha e com certa exatidão, as diferentes vazões dos fluidos que compõem um escoamento multifásico. Nas próximas seções, serão brevemente descritas as principais características de fluidos multifásicos, o processo de medição de vazão multifásica, os principais fabricantes e modelos comerciais existentes e ainda sobre trabalhos que vêm sendo desenvolvidos.

## 1.2 Escoamentos multifásicos

### 1.2.1 Definição

Dentre as áreas nas quais se encontram escoamentos multifásicos estão as indústrias química, alimentícia, de conversão de energia, processamento de materiais, indústria do petróleo e gás, entre outras.

A classe mais comum de escoamentos multifásicos são os fluidos bifásicos, que podem incluir escoamentos do tipo gás-sólido, onde

partículas sólidas são suspensas em gases; líquido-líquido, que incluem escoamentos de emulsões de óleo e água em tubulações; líquido-sólido, que são largamente encontrados em transmissões hidráulicas de material sólido e ainda gás-líquido, que é provavelmente a forma mais importante de escoamento multifásico sendo largamente encontrado em diversas aplicações industriais. Na exploração *offshore* de petróleo, estas formas de escoamento e ainda fluidos do tipo gás-líquido-líquido (gás natural, óleo e água), sólido-líquido-líquido-gás (areia, óleo, água e gás natural) são encontrados nos poços de produção, nos *risers* que transportam os fluidos dos poços de produção até às plataformas e nas linhas de fluxo multifásicos que transportam os fluidos produzidos até as estações de tratamento em terra [14].

Em sistemas de transporte de petróleo e gás, podem ser encontrados escoamentos multifásicos em diferentes padrões dependendo dos parâmetros de escoamento como, velocidade, frações volumétricas das fases, etc. Nestes sistemas, é de fundamental importância a medição exata da vazão volumétrica transportada, principalmente quando algumas questões estratégicas da indústria do petróleo são consideradas, como por exemplo:

- gerenciamento de reservatórios;
- transferência de proprietário do produto transportado;
- Sistemas de Detecção de Vazamentos (SDV);
- fiscalização.

Sendo assim, diversas tecnologias vêm sendo desenvolvidas a fim de dar suporte às medições de vazão em fluidos multifásicos. A seguir, são relatadas algumas características da medição de vazão multifásica.

### 1.2.2 Medição de vazão multifásica

Um dos primeiros medidores de vazão multifásica começou a ser comercializado por volta de 1980, sendo direcionado especificamente às aplicações da indústria de óleo e gás. A medição de vazão multifásica é definida de uma forma geral como a medição da taxa de vazão de cada fase individualmente. Desta forma, separadores trifásicos convencionais podem ser considerados medidores de vazão multifásica, porém, quando as fases de um fluxo multifásico são separadas e então mensuradas de forma convencional, ou seja, com medidores monofásicos, o conceito de medição de vazão multifásica deixa de existir, uma vez que a medição

de vazão multifásica consiste em medir simultaneamente a vazão de duas ou mais fases sem a necessidade de separá-las a priori [14], [31].

Na produção de petróleo, os poços produtores são conectados ao *manifold* de produção que direciona todo o fluxo produzido até o separador trifásico que, por sua vez, faz a separação das fases de água, gás e óleo. Parte do fluxo proveniente dos poços conectados ao *manifold* de produção é direcionada ao *manifold* de testes a fim de monitorar a quantidade de cada fase que está sendo produzida. O teste de produção é feito, de forma convencional, a partir de um separador trifásico que monitora a produção por meio de medidores monofásicos após a separação das fases. No entanto, o monitoramento das linhas utilizando separadores trifásicos gera custos excessivos com manutenção, necessita de um grande intervalo de tempo para que a separação das fases seja bem estabelecida, o que impossibilita o monitoramento contínuo, e ainda ocupa um grande espaço físico, o que é uma desvantagem em uma plataforma de petróleo, embora utilizem medidores monofásicos.

Os medidores de vazão monofásicos utilizados nos separadores trifásicos, em geral apresentam um bom desempenho e medições bastante exatas devido ao emprego de tecnologias bem estabelecidas. Por outro lado, a utilização de medidores de vazão multifásica, em substituição aos convencionais separadores trifásicos, pode gerar grandes benefícios em termos de otimização do espaço físico nas plataformas de petróleo, visto que os medidores de vazão multifásica são mais leves e compactos, o que reduz os custos com manutenção e o tempo necessário para efetuar as medições do desempenho de cada poço produtor, uma vez que o monitoramento se dá de forma contínua. O monitoramento da produção em tempo real também possibilita o gerenciamento dos reservatórios dos campos produtores. Estas informações combinadas com análises críticas de dados anteriores do poço produtor ou de poços análogos permitem um diagnóstico do sistema e a previsão de futuras tendências, otimizando a produção e extensão da vida útil do poço. Contudo, devido ao aumento das incertezas nas medições, a análise de custo-benefício deve ser feita em função de todo o ciclo de vida do projeto para justificar sua aplicação [14], [1], [34].

Vários medidores de vazão multifásica estão disponíveis no mercado empregando diferentes tecnologias. Cada tecnologia apresenta soluções adequadas a diferentes aplicações. Portanto, é importante fazer uma investigação tanto a respeito dos padrões de fluxo que serão mensurados quanto do local no qual o medidor será instalado, a fim de determinar a tecnologia mais adequada para o caso específico. O instrumento selecionado deve ser capaz de inferir sobre a vazão de cada

fase sob a restrição de uma determinada incerteza. As taxas de vazões do poço produtor irão variar em função da vida útil do poço sendo importante assegurar que o instrumento seja robusto a essas variações [1].

Outro fator importante a ser levado em consideração, além da escolha adequada do medidor, são as condições de operação e de instalação do equipamento, que deve estar acessível para efetuar eventuais ajustes ou calibração. Se verificações periódicas do instrumento não forem realizadas, pode ocorrer um aumento da incerteza nas medições.

Atualmente existem diversos modelos de medidores no mercado, empregando diferentes tecnologias, sendo de interesse o conhecimento de alguns dos principais fabricantes e das características básicas destes instrumentos.

### 1.2.3 Principais fabricantes e modelos comercializados

De acordo com [14], os sistemas que utilizam medidores de vazão multifásica em geral apresentam um custo menor em relação aos sistemas convencionais. O preço de mercado dos instrumentos que são comercializados gira em torno de US\$ 100.000,00 a US\$ 500.000,00, embora o preço final esteja em função de requisitos como local de utilização (*onshore* ou *offshore*), dimensão da ferramenta e número de unidades solicitadas, sendo que para aplicações em terra o valor oscila entre US\$ 60.000,00 e US\$ 150.000,00. O custo dos separadores trifásicos, levando-se em conta as mesmas variáveis citadas anteriormente, pode chegar até em torno de US\$ 1 a US\$ 5 milhões fora os demais instrumentos auxiliares dependendo de sua complexidade. No caso da utilização de medidores de vazão multifásica, as tubulações das linhas de teste podem ser omitidas, o que gera uma economia de US\$ 1,3 a US\$ 3,6 milhões por quilômetro de tubulação instalada. O custo operacional associado aos separadores de teste pode sair em torno de US\$ 350.000,00 por ano para instalações *offshore*. Estima-se que a despesa operacional para um medidor de vazão multifásica é suscetível de ser 25% do seu próprio custo no primeiro ano e nos anos seguintes algo em torno de US\$ 10.000,00 a US\$ 40.000,00 por ano.

Calcula-se que estejam em operação cerca de 1600 unidades de medidores de vazão multifásica para as mais variadas aplicações. Este número não leva em consideração todas as instalações desde 1990 assim como o fato de que alguns fabricantes tenham desaparecido e suas soluções descontinuadas. Atualmente estão ocorrendo fusões entre alguns fabricantes enquanto que outros entram no mercado, o que mantém em

torno de 20 fabricantes no total.

A Weatherford comercializa um medidor de fração de água para escoamentos bifásicos água/óleo. A tecnologia de sensor ótico utilizada baseia-se na diferença dos perfis de absorção do sinal para os componentes de água e óleo na faixa de frequência de infravermelho. Segundo as especificações do fabricante, o medidor opera com um alcance de 0 a 100% de água e uma incerteza de  $\pm 2\%$ .

A Agar possui medidores de fração de água baseados na tecnologia de micro-ondas empregados em escoamentos do tipo líquido-líquido. O instrumento utiliza um transmissor de 2,45 GHz para medir as propriedades dielétricas do fluxo. A tecnologia de micro-ondas utilizada faz a medição de misturas de água e hidrocarbonetos e apresenta um alcance de 0 a 100% de água, indiferente de qual seja a fase contínua. O medidor apresenta uma repetibilidade de  $\pm 0,2\%$  e as medições devem ser feitas em um ponto no qual o escoamento seja homogêneo.

Os modelos da Roxar, que hoje faz parte da Emerson, empregam diferentes tecnologias. De acordo com os manuais (*datasheets*) dos diferentes instrumentos, os medidores são apropriados para a medição de vazão multifásica contendo água, óleo e gás. As frações de cada fase, em um dos modelos, são determinadas por meio de medidas de impedância elétrica e de raios gama. Uma correlação entre os sinais é utilizada para inferir sobre as taxas de fluxo de cada componente. Um medidor de Venturi é ainda utilizado para inferir sobre a vazão. O medidor opera sob um intervalo de 0 a 100% de fração de água e de 0 a 98% de fração de gás com uma incerteza típica de 4% relativa para a taxa líquida e de 3% absoluta para fração de água.

Um outro modelo da Roxar infere sobre a fração de água em um fluido bifásico do tipo água/óleo. Sua construção é baseada em um ressonador de cabo coaxial aberto. O duto é utilizado como o condutor externo de uma linha de transmissão coaxial e uma haste de metal fixada ao longo do duto atua como o condutor central. Um campo elétrico propagando-se ao longo da linha coaxial será refletido em ambas as terminações da haste. O escoamento contendo água e óleo flui no espaço entre o condutor central e o duto e a frequência de ressonância do sensor se altera em função da mistura. O intervalo de medição é de 0 a 100% de água e o medidor apresenta uma precisão absoluta de  $\pm 1\%$ . O escoamento também deve ser homogêneo.

A Roxar ainda possui um modelo de medidor que utiliza tecnologia de ressonância por micro-ondas para inferir sobre a permissividade de uma mistura homogênea do tipo água/óleo. O intervalo de medição é de 0 a 50% de água. A precisão das medições no intervalo de 0 a 50%

é de  $\pm(0,3$  a 5% da leitura).

A Schlumberger também figura entre as empresas fabricantes de medidores de vazão multifásica. O medidor é composto por uma fonte de raios gama, para inferir sobre as frações de cada fase e ainda Venturi e sensores de pressão para inferir sobre a velocidade do fluxo. O modelo apresenta em seu *datasheet* um intervalo de medição de 0 a 100% de água para medições do tipo líquido/líquido e também para frações de gás com precisão de  $\pm 1\%$ .

Cada modelo fabricado apresenta limitações quanto à sua utilização para os mais diversos tipos de escoamento. Também não há muita informação a respeito do funcionamento de cada um deles e os parâmetros metroológicos não seguem um padrão bem estabelecido para o efeito de comparação, trazendo informações às vezes confusas.

Uma das tecnologias em evidência empregadas em medidores de vazão multifásica utiliza o princípio de ressonância em cavidades projetadas para ressonar em determinadas frequências a partir de sinais eletromagnéticos. A seguir são descritos alguns trabalhos que estão sendo desenvolvidos nesta área.

#### 1.2.4 Recentes pesquisas sobre sensores de ressonância

Diversos trabalhos têm sido desenvolvidos a respeito de sensores de ressonância, sendo empregados em diferentes aplicações.

Nos trabalhos apresentados em [16] e [20] foram desenvolvidas cavidades ressonantes a fim de medir a permissividade complexa de materiais dielétricos. No primeiro trabalho, foi implementada uma cavidade ressonante ajustável para medir a permissividade complexa de materiais dielétricos através do monitoramento da frequência de ressonância dos três menores modos de ressonância em um intervalo de 1 a 4 GHz. No segundo trabalho foi estudado um método simplificado para medir a permissividade complexa dos materiais.

Outra aplicação de sensores de cavidade ressonante é na detecção da vida útil residual de carbono ativo, utilizado como material adsorvente e empregado em diversas aplicações comerciais, incluindo purificadores de água, estações de tratamento de esgoto, filtros de ar para ambientes, máscaras de proteção, entre outros [19].

No trabalho apresentado em [34], foi desenvolvido um sensor de cavidade ressonante na faixa de 100 a 350 MHz e de baixa potência a fim de inferir sobre a fração volumétrica de cada fase em um escoamento composto por água, óleo e gás. Foram realizadas simulações e medições

estáticas e dinâmicas com o auxílio de um laboratório de testes. Em [4] e [5] também foram desenvolvidos protótipos semelhantes com as características construtivas adequadas para os modos TE<sub>111</sub> e TM<sub>010</sub> respectivamente.

Mais recentemente em [6] novos experimentos nesta mesma linha de pesquisa foram realizados sendo simulados os padrões de fluxo anular e estratificado para as misturas de óleo/gás e água/gás e ainda resultados experimentais com o padrão de fluxo estratificado.

### 1.3 Caracterização do problema e motivação

Como foi visto anteriormente, sensores eletromagnéticos de cavidade ressonante têm sido utilizados para os mais diversos fins. De forma simplificada a tecnologia baseada neste conceito envolve a interação do sinal eletromagnético com o meio no qual este se propaga. No caso de sensores de cavidade ressonante cilíndrica, o sinal eletromagnético é inserido e capturado por meio de antenas acopladas de forma perpendicular às paredes do cilindro. A energia do sinal eletromagnético é armazenada dentro da cavidade ressonante e em determinadas frequências as ondas combinam-se formando um padrão de onda estacionária. Neste momento há uma máxima transferência de energia de uma antena para a outra e o sinal apresenta um pico de ressonância cuja frequência pode ser processada através de algum *software*. A frequência na qual ocorre o pico de ressonância está em função de algumas propriedades dos materiais como a permissividade e a permeabilidade. As características construtivas da cavidade também influenciam.

Quando este tipo de sensor é utilizado para medir fração de água, a frequência de ressonância determina a fração do líquido que está presente na mistura, a partir do conhecimento a priori das propriedades dielétricas do material.

A tecnologia apresenta algumas vantagens e desvantagens que estão basicamente ligadas às diferentes aplicações. Dentre as vantagens podem-se citar:

- medição feita de forma não intrusiva;
- penetração maior das ondas eletromagnéticas no material;
- sinal de baixa potência;



- rapidez do sensor nas medições e as micro-ondas ou ondas de rádio não afetam o material que está sendo mensurado.

Dentre as principais desvantagens estão:

- alto custo dos componentes de alta frequência quando comparados aos componentes de baixa frequência, embora na faixa de VHF/UHF os custos são menores;
- dependência das propriedades do material que está sendo mensurado, sendo necessárias diferentes calibrações;
- influência de diversas variáveis no resultado final das medições tais como, o padrão de escoamento, condutividade, temperatura, entre outros e que, portanto, devem ser levadas em consideração.

Estas desvantagens, em alguns casos, tornam inviável o emprego desse tipo de tecnologia. No entanto, embora as limitações intrínsecas da tecnologia como, por exemplo, a forte dependência do padrão de fluxo e das propriedades dos materiais, não possam ser alteradas, uma série de melhorias podem ser implementadas a fim de tornar adequada a sua utilização ou mesmo, melhor adaptada.

Recentes pesquisas demonstram a viabilidade do emprego de sensores de cavidade ressonante no setor de petróleo e gás em sistemas de medição de vazão multifásica. Porém, um agravante é o fato de que as inúmeras fontes de incerteza, não só referentes à precisão e à exatidão dos instrumentos envolvidos no processo de medição, mas também do ambiente externo e da metodologia utilizada para efetuar as medições (posicionamento das antenas, potência do sinal, entre outras), tendem a tornar o seu uso inviável em determinadas situações.

Investigar tais parâmetros é de suma importância na medida em que o aperfeiçoamento do uso da tecnologia seja vantajoso para o cenário no qual esteja inserido, levando-se em consideração o seu custo-benefício ao longo de um período específico.

Os dados atuais referentes ao aumento da produção e demanda mundial de petróleo assim como as projeções futuras que têm sido realizadas motivam o desenvolvimento de pesquisas nas diversas áreas que abrangem o setor de petróleo e gás.

Na área de instrumentação voltada à medição de vazão multifásica, inúmeros trabalhos já foram elaborados empregando diferentes tecnologias e cenários de aplicação, como pode ser visto em [27], [33], [23], [24] e [9].

A necessidade em conceber sistemas de medição voltados para o monitoramento de escoamentos multifásicos que apresentem bom desempenho e um custo relativamente baixo é o que tem motivado as pesquisas nesta área.

A tecnologia de sensores de ressonância, embora apresente algumas desvantagens, pode ser empregada em diversos cenários nos quais ocorram determinados tipos de escoamentos multifásicos. Este fato motiva o propósito de investigar as melhorias que possam ser efetuadas no instrumento a fim de torná-lo mais adequado na medida em que apresente uma melhora em seu desempenho.

## 1.4 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é dar continuidade ao desenvolvimento de um instrumento de medição de vazão multifásica que deverá ser implantado na Unidade Experimental de Escoamentos Multifásicos - (UEEM) no Departamento de Automação e Sistemas da UFSC.

De forma específica pretende-se avaliar o protótipo do sensor de fração de água apresentado em [27] a fim de elaborar uma base teórica mais sólida a respeito do comportamento do sensor frente a diferentes ensaios e ainda implementar melhorias no desempenho de seu funcionamento.

Objetiva-se estudar o comportamento do sensor em função do posicionamento das antenas utilizadas para injetar e recuperar o sinal eletromagnético através da cavidade ressonante, elaborar um modelo elétrico do sensor para ser utilizado em um ambiente de simulação a fim de especificar os componentes de radiofrequência (RF), que possam ser empregados na implementação dos circuitos de geração e recepção do sinal eletromagnético, avaliar a sensibilidade do sinal visando melhorar a identificação da frequência do primeiro modo ressonante utilizada como parâmetro de medição, caracterizar o instrumento por meio da identificação da curva de resposta e ainda levantar alguns parâmetros metrológicos por meio de ensaios com fluidos estáticos e dinâmicos.

Estas implementações visam principalmente:

- estudar a influência dos fatores externos e internos na curva de resposta do sensor;
- melhorar a relação sinal/ruído do instrumento;
- reduzir o custo com a geração e recepção do sinal eletromagnético na faixa de RF;

- determinar alguns parâmetros metrológicos como a faixa de medição, tempo de resposta e incerteza padrão das medições.

## 1.5 Estrutura do trabalho

Este capítulo introdutório apresentou dados atuais e projeções futuras para o setor de petróleo e gás e explorou de forma resumida os principais aspectos dos escoamentos multifásicos, as características da medição multifásica, os principais fabricantes e modelos atualmente comercializados e ainda as recentes pesquisas nesta área.

O capítulo 2 aborda de forma resumida a teoria acerca de guias de onda e cavidades ressonantes, modelos de circuitos RLC para a cavidade ressonante e os conceitos básicos dos parâmetros de espalhamento envolvidos na análise do comportamento do sensor. No capítulo 3, é feito um breve resumo do desenvolvimento do protótipo do sensor eletromagnético de cavidade ressonante apresentado em [27], que será utilizado como objeto de estudo, e ainda é estudado o método da perturbação em cavidades ressonantes a fim de justificar as alterações no comportamento do sensor frente aos distintos posicionamentos das antenas utilizadas na transmissão e recepção do sinal eletromagnético. O capítulo 4, apresenta avaliações do modelo RLC utilizado para representar as propriedades elétricas do sensor e ainda o estudo referente ao casamento entre as impedâncias de entrada do sensor e dos módulos de geração e recepção de sinais. No capítulo 5 são apresentados os resultados das medições experimentais e uma análise parcial do aspecto metrológico do sensor e de sua caracterização. As conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros são expostas no capítulo 6.



# Capítulo 2

## Fundamentação teórica

Neste capítulo são abordados conceitos básicos sobre guias de onda e cavidades ressonantes. Também serão estudados os circuitos ressonantes equivalentes RLC em série e em paralelo, assim como uma breve descrição sobre a formulação da matriz de espalhamento, cujo entendimento de seus parâmetros é importante para a análise do funcionamento do sensor de cavidade ressonante.

### 2.1 Guias de onda

Um dos requisitos básicos nos circuitos de micro-ondas é a capacidade de transmissão de potência de um ponto a outro sem perda por irradiação. Isto requer o transporte de energia eletromagnética na forma de uma onda em propagação. Várias estruturas foram desenvolvidas a fim de guiar as ondas eletromagnéticas de um ponto a outro sem perda por irradiação. A linha coaxial, o par aberto e a linha de fita blindada são bastante empregadas nas frequências mais baixas do espectro de micro-ondas enquanto que em frequências mais elevadas utilizam-se condutores ocos que podem ter diversos formatos, sendo os mais usuais os guias retangulares e os cilíndricos.

Uma linha de transmissão pode ser feita de qualquer tipo de estrutura que suporte ondas na faixa de RF ou de micro-ondas como guias de onda ocos, linha coaxial, guia de ondas dielétrico ou ainda linha de dois condutores [22].

As linhas de transmissão podem ser analisadas como uma estrutura de parâmetros distribuídos, levando-se, portanto, em consideração as ondas de tensão e corrente que podem se propagar ao longo delas. Já

os guias (condutores ocos), embora tenham várias propriedades similares às das linhas de transmissão, devem ser tratados como um problema de campos eletromagnéticos, ou, mais especificamente, de condições de contorno dessas grandezas. A razão principal de se enfatizar o tratamento dos guias de onda por campos está no fato de que não é possível definir tensões e correntes nele, tendo o mesmo significado que em linhas de transmissão. Dentre os métodos de excitação e de extração dos campos destas estruturas estão o acoplamento por sonda, acoplamento por laço de corrente e o acoplamento por fendas [22].

Os possíveis modos de propagação que podem existir em um guia de ondas pertencem às classes TM (ondas transverso-magnéticas) e TE (ondas transverso-elétricas). Na primeira, os modos apresentam componente ao longo da direção de propagação  $z$  dada pelo campo elétrico da onda ( $E_z \neq 0$ ). Na segunda classe a única componente ao longo da direção de propagação é dada pelo campo magnético da onda ( $H_z \neq 0$ ).

## 2.2 Cavidades ressonantes

Estruturas ressonantes são caracterizadas pela presença de uma frequência natural de oscilação. Em ressonadores mecânicos, a frequência natural ou frequência de ressonância é determinada por suas características como módulo de elasticidade, massa e estrutura física. Ao oscilar, a energia se alterna entre energia cinética e potencial [22].

Quando um guia de ondas é limitado em uma região finita através de paredes condutoras, um sistema de ondas estacionárias se forma na região limitada pelas superfícies condutoras dando origem a oscilações. Este tipo de dispositivo é chamado de cavidade ressonante [13].

O comportamento de uma cavidade ressonante na faixa de RF e micro-ondas pode ser comparado aos circuitos ressonantes a parâmetros concentrados R, L e C, em baixas frequências. Em um circuito ressonante RLC, as energias armazenadas alternam entre energia magnética (armazenada no campo do indutor) e energia elétrica (armazenada no campo do capacitor). O mesmo ocorre no interior de uma cavidade, onde a troca de energia se processa entre os campos elétrico e magnético. A energia dissipada nas paredes da cavidade devido à condutividade finita do condutor corresponde às perdas ôhmicas na resistência R de um circuito RLC.

As cavidades ressonantes apresentam modos de oscilação correspondentes a determinados estados eletromagnéticos estacionários e para cada um desses modos está associada uma frequência de ressonância.

A ressonância ocorre quando a energia média armazenada no campo elétrico se iguala à energia média armazenada no campo magnético. Neste instante tem-se a máxima concentração de energia dentro da cavidade [22].

O campo no ressonador é excitado por um circuito externo através de um acoplamento. O acoplamento pode ser feito por exemplo através de uma abertura, acoplamento loop ou acoplamento de prova. O sinal eletromagnético é injetado dentro do ressonador por meio dos acoplamentos. A onda se propaga ao longo da linha de transmissão e é refletida em direções alternadas nas descontinuidades [22], [13].

Se a excitação for uma onda senoidal, a amplitude de oscilação dependerá da frequência de oscilação. A amplitude será baixa para todas as frequências exceto na frequência de ressonância, na qual ocorre o maior acúmulo de energia. Nesse sentido, pode-se entender o fenômeno de ressonância como sendo um acúmulo de energia quando a excitação está em fase com a frequência natural de oscilação. Neste momento, a força de excitação age na mesma direção da força de oscilação natural, o que resulta em um acúmulo de forças. A característica da oscilação é medida através do fator de qualidade e os fenômenos de ressonância também podem ser encontrados em acústica e eletricidade [22], [8].

Próximo da ressonância, um ressonador na faixa de RF ou de micro-ondas pode ser modelado como um circuito ressonante equivalente de parâmetros concentrados RLC em série ou em paralelo [22], [25]. Portanto, a fim de demonstrar o fenômeno de ressonância por meio de circuitos RLC, na próxima seção serão abordadas algumas propriedades destes circuitos.

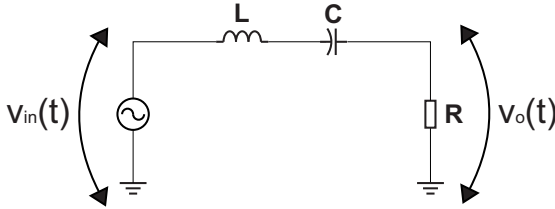
## 2.3 Circuitos ressonantes equivalentes

Os circuitos ressonantes são utilizados tanto em baixas quanto em altas frequências. Em baixas frequências, a função destes circuitos é, em sua forma mais simples, realizada por um capacitor e um indutor ligados em série ou em paralelo. Para estes circuitos, há uma única frequência de ressonância, que ocorre quando a energia média armazenada no campo do indutor (energia magnética) é igual à energia média armazenada no campo do capacitor (energia elétrica). Na faixa de RF e de micro-ondas, o circuito LC pode ser substituído por um volume dielétrico limitado por uma superfície condutora, que recebe o nome de cavidade. As energias elétrica e magnética são armazenadas nos campos no interior da cavidade, ressaltando-se a existência das duas em cada ponto desse espaço. Há um número infinito de frequências de

ressonância, isto é, um número infinito de frequências em que a energia média armazenada no campo elétrico é igual à energia média armazenada no campo magnético. Nas vizinhanças de qualquer frequência de ressonância, a impedância equivalente de entrada da cavidade tem as mesmas propriedades da impedância de um circuito ressonante LC convencional.

### 2.3.1 Circuito ressonante RLC em série

Para acoplamentos do tipo capacitivo, ou seja, acoplamentos do tipo ponta de prova, o circuito ressonante equivalente RLC em série pode ser usado para representar as propriedades elétricas do ressonador [22]. Na Figura 2.1 é ilustrado um circuito RLC em série.



**Figura 2.1:** Circuito RLC em série.

Em um circuito RLC, a reatância indutiva é diretamente proporcional à frequência, como na equação (2.1).

$$\chi_L = \omega L \quad (2.1)$$

A reatância indutiva aumenta com a frequência e, com isso, tenta bloquear as componentes de alta frequência do sinal. O indutor torna-se um curto-circuito para uma frequência nula. Por outro lado a reatância capacitiva é inversamente proporcional à frequência e, portanto, tende a zero quando a frequência tende a infinito, deixando passar mais facilmente as altas frequências e tentando bloquear as baixas frequências do sinal, como pode ser observado na equação (2.2).

$$\chi_C = \frac{1}{\omega C} \quad (2.2)$$

No domínio da frequência, a tensão sobre o indutor é dada por

$$V_L = j\omega LI \quad (2.3)$$



Percebe-se que a tensão sobre o indutor está adiantada em  $90^\circ$  em relação à corrente, ou seja, o ângulo de fase da impedância indutiva dada por  $Z_L = j\chi_L$  é de  $90^\circ$ . A tensão sobre o capacitor é dada por

$$V_C = -\frac{j}{\omega C}I \quad (2.4)$$

A partir da equação (2.4) nota-se que a corrente estará  $90^\circ$  adiantada em relação à tensão, ou seja, o ângulo de fase da impedância capacitiva dada por  $Z_C = -j\chi_C$  será de  $-90^\circ$ .

Isto significa que em uma frequência específica as reatâncias indutivas e capacitivas irão cancelar-se entre si. Esta frequência é denominada de frequência ressonante do circuito.

Para o circuito RLC em série mostrado na Figura 2.1, a impedância equivalente é dada por

$$Z = R + j\omega L - \frac{j}{\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.5)$$

A ressonância ocorre quando a parte imaginária da impedância equivalente é nula, portanto,

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \rightarrow \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C} = 0 \quad (2.6)$$

O valor de  $\omega$  que satisfaz essa condição é chamado de *frequência de ressonância*  $\omega_0$  sendo neste caso dada por

$$\omega_0^2 LC = 1 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.7)$$

Como  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , tem-se que

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

Portanto, na ressonância, as reatâncias indutiva e capacitiva cancelam-se entre si, tornando a impedância de entrada puramente resistiva. Neste caso, há uma máxima transferência de energia.

A potência média dissipada pelo circuito RLC é dada por

$$P_0(\omega) = \frac{1}{2}I^2R \quad (2.9)$$

A maior potência dissipada ocorre na ressonância, quando  $I = V_S/R$ , de modo que

$$P(\omega) = \frac{1}{2} \frac{V_S^2}{R} \quad (2.10)$$

onde  $V_S$  é a tensão da fonte.

Se a frequência do sinal de entrada for igual à frequência ressonante, uma corrente máxima circulará através do resistor e esta estará em fase com a tensão de entrada. Neste caso, a tensão de saída será igual à tensão de entrada.

Através da Lei de Kirchhoff, tem-se que [21]

$$v_{in}(t) = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt + v_o(t) \quad (2.11)$$

Sabendo-se que

$$v_o(t) = Ri \rightarrow i = \frac{v_o(t)}{R} \text{ e } \frac{dv_o(t)}{dt} = R \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{1}{R} \frac{dv_o}{dt} \quad (2.12)$$

pode-se reescrever a equação (2.11) como

$$v_{in}(t) = L \frac{1}{R} \frac{dv_o}{dt} + \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v_o(t) dt + v_o(t) \quad (2.13)$$

Aplicando a transformada de Laplace com condições iniciais nulas (ou seja, sem energia inicialmente armazenada no sistema) chega-se a

$$\left( \frac{L}{R} s + \frac{1}{RC} \frac{1}{s} + 1 \right) V_o(s) = V_{in}(s) \quad (2.14)$$

onde  $s$  representa a frequência complexa (operador de Laplace).

A função de transferência deste circuito é então dada por

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{\frac{L}{R} s + \frac{1}{RC} \frac{1}{s} + 1} = \frac{Rs}{Ls^2 + Rs + \frac{1}{C}} = \frac{CRs}{CLs^2 + CRs + 1} \quad (2.15)$$

O fator de qualidade  $Q$  do circuito ressonante é a medida de sua seletividade de frequência e é definido por

$$Q = \omega_0 \frac{E_a}{P_0} = \omega_0 \frac{\frac{LI^2}{2}}{\frac{I^2}{2}} = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.16)$$

onde  $E_a$  é a energia média armazenada e  $P_0$  é a potência média dissi-

pada.

O comportamento da impedância do circuito pode ser analisado em função do fator de qualidade (2.16) e da variação da frequência  $\omega$ . A partir da equação (2.7), pode-se reescrever a equação (2.5) como segue [21], [13]

$$Z = R + j\omega L \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) = R + j\omega L \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega^2} \quad (2.17)$$

Ao considerar que  $\omega - \omega_0 = \delta\omega$  seja um valor muito pequeno em relação à  $\omega_0$ , pode-se dizer que  $\omega \approx \omega_0$  e com isso  $(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0) \approx \delta\omega 2\omega$ , logo

$$Z = R + j\omega L \left( \frac{\delta\omega 2\omega}{\omega^2} \right) = R + j2L\delta\omega \quad (2.18)$$

Isolando  $L$  na equação (2.16) e substituindo na equação (2.18) chega-se a

$$Z = R + j2QR \frac{\delta\omega}{\omega_0} = R \left( 1 + j2Q \frac{\delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (2.19)$$

Na Figura 2.2 é mostrado o comportamento do módulo e fase da impedância de entrada do circuito RLC em série para três valores distintos de  $Q$ , uma resistência  $R = 10 \Omega$  e uma frequência ressonante  $\omega_0 = 50 \text{ rad/s}$ .

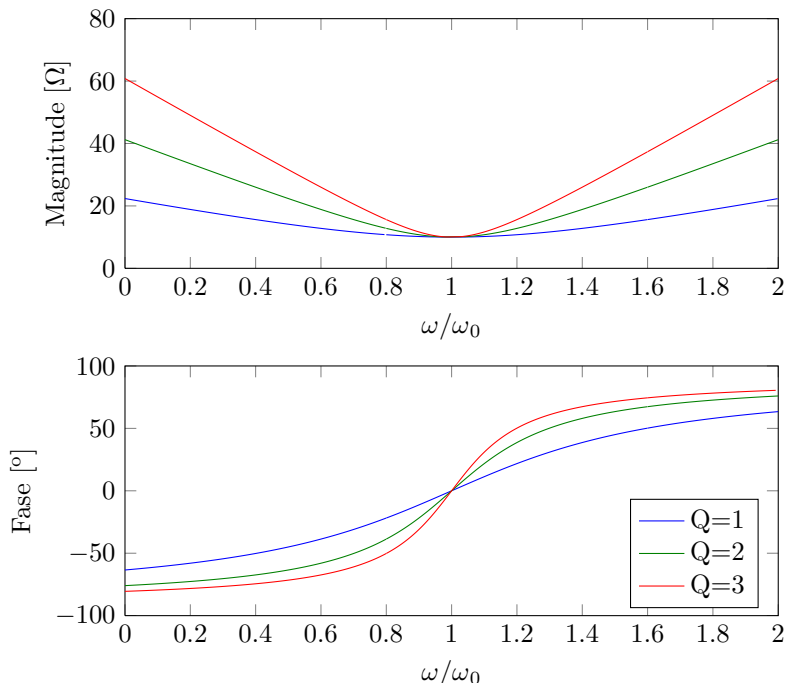
Percebe-se através da Figura 2.2 que na frequência de ressonância a impedância é igual ao valor de  $R = 10 \Omega$ , ou seja, a impedância torna-se puramente resistiva como era de se esperar. No entanto, fora da frequência de ressonância o circuito apresenta uma alta impedância devido aos efeitos das reatâncias indutiva e capacitiva.

Uma resposta senoidal em regime de estado do circuito pode facilmente ser determinada após substituir a frequência complexa  $s$  por  $j\omega$  na equação (2.15) como mostrado abaixo

$$V_o(j\omega) = \frac{V_{in}(j\omega)}{\frac{L}{R}j\omega + \frac{1}{RC} \frac{1}{j\omega} + 1} \quad (2.20)$$

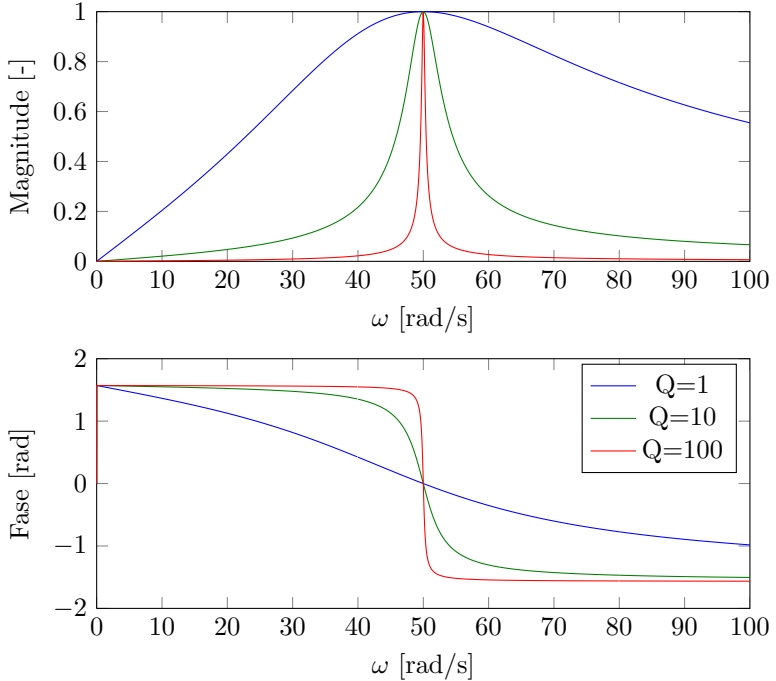
Substituindo a equação (2.16) e em seguida a equação (2.7) na equação (2.20), chega-se à equação (2.21).

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = A(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} \quad (2.21)$$



**Figura 2.2:** Impedância de entrada do circuito RLC série em função da frequência.

Percebe-se a partir da equação (2.21) e ainda analisando a Figura 2.3 que a tensão de saída é igual à tensão de entrada para um sinal de frequência igual à frequência ressonante do circuito. Além do mais, os ângulos de fase dos três sinais são os mesmos para esta frequência independente do fator de qualidade  $Q$  do circuito. Fora desta frequência, a tensão de saída cai a um taxa que depende do fator de qualidade. Para um alto fator, a magnitude é mais acentuada, indicando uma alta seletividade do circuito. Se o sinal de frequência está abaixo da frequência ressonante, a tensão de saída torna-se adiantada em relação à tensão de entrada. Para um sinal de frequência muito abaixo da ressonância, a saída está adiantada em relação à entrada por quase  $90^\circ$ , por outro lado torna-se atrasada em relação à entrada para altas frequências convergindo para  $-90^\circ$  quando o sinal de frequência move-se muito além da frequência ressonante. Assim, o ângulo de fase alterna-se entre  $\pi/2$  e  $-\pi/2$ , tendo uma brusca mudança em torno da ressonância para altos



**Figura 2.3:** Gráfico de magnitude e fase da equação (2.21) para diferentes valores de  $Q$  [21].

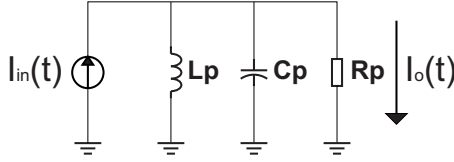
valores de  $Q$ .

### 2.3.2 Circuito ressonante RLC em paralelo

O circuito ressonante equivalente RLC em paralelo pode ser utilizado para representar ressonadores com acoplamentos do tipo *loop* [22]. Na Figura 2.4 é ilustrado um circuito RLC em paralelo.

O circuito apresenta uma fonte de corrente  $i_{in}(t)$  conectada aos terminais de entrada e a corrente de saída  $i_o(t)$  é a corrente através do resistor  $R_p$ . A tensão sobre os componentes em paralelo é dada por  $v_o(t)$ . Através da Lei de Kirchhoff, tem-se que [21]

$$i_{in}(t) = \frac{1}{L_p} \int_{-\infty}^t R_p i_o(t) dt + C_p \frac{dR_p i_o(t)}{dt} + i_o(t) \quad (2.22)$$



**Figura 2.4:** Circuito RLC em paralelo.

Assumindo que nenhuma energia tenha sido armazenada inicialmente no circuito e aplicando a transformada de Laplace com condições iniciais nulas, chega-se a

$$I_{in}(s) = \left( \frac{R_p}{sL_p} + sR_pC_p + 1 \right) I_o(s) \quad (2.23)$$

A função de transferência deste circuito é então dada por

$$\frac{I_o(s)}{I_{in}(s)} = \frac{sL_p/R_p}{s^2L_pC_p + s(L_p/R_p) + 1} \quad (2.24)$$

Se o termo  $RC$  for substituído pelo termo  $L_p/R_p$  na equação (2.15) esta se tornará igual à equação (2.24). A partir desta observação e levando-se em conta a definição do fator de qualidade do circuito em série dado pela equação (2.16) chega-se a equação do fator de qualidade para o circuito em paralelo como mostrado abaixo

$$Q_s = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad \rightarrow \quad Q_p = \omega_0 R_p C_p = \frac{R_p}{\omega_0 L_p} \quad (2.25)$$

De forma análoga ao circuito RLC em série, pode-se fazer uma análise do circuito RLC em paralelo através de sua admitância de entrada dada por [21], [13]

$$Y = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p} \quad (2.26)$$

Nas vizinhanças da frequência de ressonância, tem-se que  $\omega = \omega_0 + \delta\omega$ , portanto

$$Y = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j(\omega_0 + \delta\omega)L_p} + j\omega_0 C_p + j\delta\omega C_p \quad (2.27)$$

Fazendo-se a seguinte aproximação quando  $\delta\omega \rightarrow 0$ ,  $\frac{1}{\omega_0 + \delta\omega} \approx \frac{(1 - \frac{\delta\omega}{\omega_0})}{\omega_0}$ , tem-se que

$$Y = \frac{1}{R_p} + j\omega_0 C_p + j\delta\omega C_p + \frac{\left(1 - \frac{\delta\omega}{\omega_0}\right)}{j\omega_0 L_p} \quad (2.28)$$

Como na frequência de ressonância  $j\omega_0 C_p + \frac{1}{j\omega_0 L_p} = 0$ , tem-se que

$$Y = \frac{1}{R_p} + j\delta\omega C_p - \frac{\delta\omega}{j\omega_0^2 L_p} = \frac{\omega_0^2 L_p + jR_p \delta\omega(1 + \omega_0^2 L_p C_p)}{\omega_0^2 L_p R_p} \quad (2.29)$$

Sabendo-se que na frequência de ressonância  $1 + \omega_0^2 L_p C_p = 2$ , chega-se a

$$Y = \frac{1}{R_p} + \frac{j\delta\omega 2}{\omega_0^2 L_p} = \frac{1}{R_p} + \frac{j\delta\omega 2}{1/C_p} = \frac{1}{R_p} + 2j\delta\omega C_p \quad (2.30)$$

Isolando  $C_p$  na equação (2.25) e substituindo na equação (2.30) resulta em

$$Y = \frac{1}{R_p} + 2j\delta\omega \frac{Q_p}{\omega_0} \frac{1}{R_p} = G(1 + 2j\frac{\delta\omega}{\omega_0} Q_p) \quad (2.31)$$

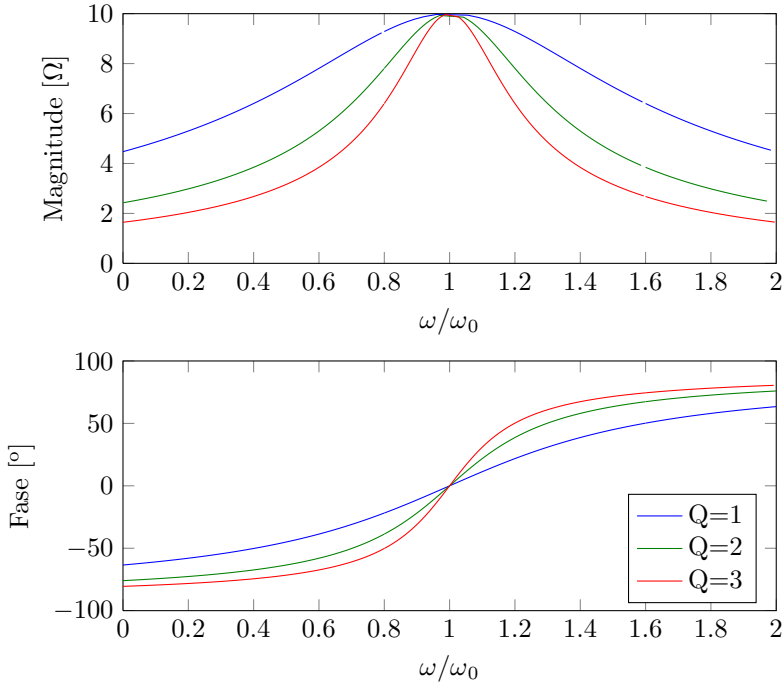
onde  $G = 1/R_p$  corresponde à condutância do circuito.

Tomando-se a inversa da equação (2.31) tem-se ainda a expressão para a impedância equivalente do circuito RLC em paralelo dada por

$$Z_p = \frac{\omega_0}{G(\omega_0 + j2\delta\omega Q_p)} \quad (2.32)$$

Na Figura 2.5 é mostrado o comportamento do módulo e fase da impedância de entrada do circuito RLC em paralelo para três valores distintos de  $Q$ , uma resistência  $R = 10 \Omega$  e uma frequência ressonante  $\omega_0 = 50 \text{ rad/s}$ .

De forma análoga ao circuito RLC em série, na frequência de ressonância a impedância equivalente do circuito RLC em paralelo também se torna puramente resistiva, visto que as reatâncias indutiva e



**Figura 2.5:** Impedância de entrada do circuito RLC paralelo em função da frequência.

capacitiva cancelam-se entre si. No entanto, fora da frequência de ressonância, ao contrário do que ocorre no circuito em série, a impedância equivalente torna-se pequena.

A seguir será feita uma breve descrição dos parâmetros da matriz de espalhamento que são utilizados para descrever analiticamente o comportamento da cavidade ressonante.

## 2.4 Formulação da matriz de espalhamento para uma junção de duas portas

Circuitos eletrônicos são utilizados com frequência no processamento de sinais elétricos como em amplificadores de sinal, filtros entre outros. Muitos destes circuitos podem ser modelados como uma caixa preta que contém uma rede linear compreendendo resistores, in-

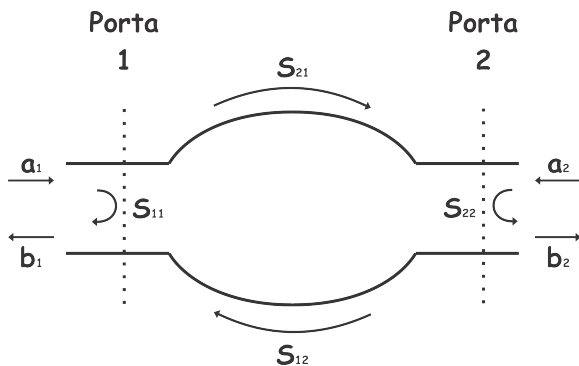


dutores, capacitores e fontes dependentes. Assim, uma grande classe desses circuitos eletrônicos podem ser modelados como um dispositivo de duas portas. Os parâmetros desse dispositivo descrevem completamente o seu comportamento em termos dos valores de tensão e corrente de cada porta. Estes parâmetros simplificam a descrição de suas operações quando o dispositivo de duas portas é conectado a um sistema maior. Em baixas frequências, existem várias maneiras de se caracterizar este dispositivo. Os parâmetros mais utilizados são os parâmetros de admitância, de impedância, híbridos e de transmissão. No entanto, nas frequências mais elevadas como as de rádio e de micro-ondas, as medições diretas de tensão e corrente envolvem a magnitude e fase de uma onda propagando-se em uma determinada direção. Desta forma tensões e correntes equivalentes e as matrizes de impedância e de admitância tornam-se uma abstração, visto que tensões, correntes e impedâncias não são unicamente definidas. Sendo assim, uma nova representação baseada na propagação das ondas incidentes, refletidas e transmitidas denominada de matriz de espalhamento é então utilizada [21], [13], [25].

As grandezas que são diretamente mensuráveis são as amplitudes e fases das ondas refletidas, ou espalhadas numa junção, em relação às amplitudes e fases das ondas incidentes. As amplitudes das ondas espalhadas são linearmente relacionadas às amplitudes das ondas incidentes [13].

Na Figura 2.6 é ilustrada uma junção de duas portas com as respectivas ondas incidentes e espalhadas. As ondas incidentes na porta  $i$  são denominadas de  $a_i$  enquanto que as ondas refletidas são denominadas de  $b_i$ . Considerando que uma fonte seja conectada à porta 1 da rede, esta produzirá uma onda incidente  $a_1$ . Parte do sinal desta onda incidente  $b_1$  é refletida de volta à saída da fonte devido à diferença entre as impedâncias da fonte e a porta 1 enquanto que o restante do sinal é transmitido através da rede e pode ter sua magnitude e fase alteradas antes de chegar à porta 2. Portanto, as ondas refletidas  $b_1$  e  $b_2$  nas portas 1 e 2 respectivamente, dependem dos sinais incidentes  $a_1$  e  $a_2$  em ambas as portas. O parâmetro de espalhamento que representa o quanto do sinal da onda incidente está sendo refletido é denominado de *coeficiente de reflexão* e é dado por  $S_{11}$  para porta 1 e  $S_{22}$  para a porta 2. O parâmetro de espalhamento que representa o quanto do sinal da onda incidente está sendo transmitido através da rede é denominado de *coeficiente de transmissão* e é dado por  $S_{12}$  quando o sinal é proveniente da porta 2 e chega à porta 1 e por  $S_{21}$  quando o sinal está da porta 1 para a porta 2. Com isso os parâmetros de espalhamento são linearmente relacionados aos sinais incidentes e refletidos através

da matriz de espalhamento  $[S]$  como nas equações (2.33) e (2.34).



**Figura 2.6:** Ondas incidentes e espalhadas em uma junção de duas portas.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.34)$$

Se a porta 2 encontra-se casada enquanto  $a_1$  for incidente na porta 1,  $a_2$  torna-se nulo. Desta forma os coeficientes de reflexão  $S_{11}$  e de transmissão  $S_{21}$  tornam-se iguais a

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.35)$$

e

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.36)$$

De forma similar, com a fonte conectada à porta 2 enquanto a porta 1 estiver casada, tem-se que

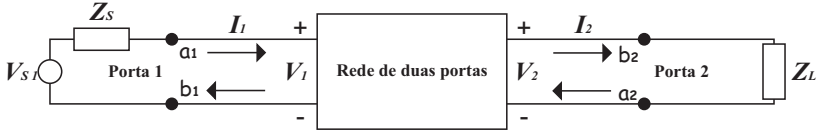
$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.37)$$

e

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.38)$$

A análise de impedância da cavidade pode ser realizada com base

no circuito exposto na Figura 2.7



**Figura 2.7:** Junção de duas portas com uma fonte de tensão conectada na porta 1 e uma carga conectada na porta 2 [21].

A fonte de tensão  $V_{S1}$  é conectada na porta 1 enquanto a porta 2 é terminada por uma impedância de carga  $Z_L$ . A impedância da fonte é dada por  $Z_S$ . As impedâncias características das portas 1 e 2 são dadas por  $Z_{01}$  e  $Z_{02}$  respectivamente. A impedância “enxergada” na porta 1 é dada por  $Z_1$  e é definida como a impedância através de seus terminais quando a porta 2 da rede é terminada por uma carga  $Z_L$  enquanto a fonte  $V_{S1}$  juntamente com  $Z_S$  são desconectadas. De forma análoga, a impedância de saída  $Z_2$  é definida como a impedância através de seus terminais quando a carga  $Z_L$  é desconectada e a fonte de tensão  $V_{S1}$  substituída por um curto-circuito com a impedância da fonte  $Z_S$  utilizada como terminal na porta 1. As impedâncias de entrada  $Z_1$  e de saída  $Z_2$  são responsáveis pelo coeficiente de reflexão de entrada  $\Gamma_1$  e o coeficiente de reflexão de saída  $\Gamma_2$ , respectivamente. Portanto, a relação entre  $b_1$  e  $a_1$  representa  $\Gamma_1$  enquanto que a relação entre  $b_2$  e  $a_2$  representa  $\Gamma_2$ .

De forma simplificada o coeficiente de reflexão refere-se à fração do sinal incidente que está sendo refletido de volta à fonte geradora. Sendo assim a relação de impedâncias para os coeficientes de reflexão da carga  $\Gamma_L$ , da fonte  $\Gamma_S$ , assim como os coeficientes de reflexão de entrada  $\Gamma_1$  e de saída  $\Gamma_2$  são dados respectivamente pelas equações (2.39), (2.40), (2.41) e (2.42) [21].

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_{02}}{Z_L + Z_{02}} = \frac{a_2}{b_2} \quad (2.39)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_{01}}{Z_S + Z_{01}} = \frac{a_1}{b_1} \quad (2.40)$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_{01}}{Z_1 + Z_{01}} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.41)$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_{02}}{Z_2 + Z_{02}} = \frac{b_2}{a_2} \quad (2.42)$$

Para uma junção recíproca, a matriz de espalhamento é simétrica e  $S_{12} = S_{21}$ . Assim a matriz espalhamento contém no máximo seis parâmetros independentes, que são as magnitudes e fases de  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  e  $S_{22}$  [13].

De acordo com [13] o módulo e fase do parâmetro  $S_{12}$  são dados por (2.43) e (2.44) respectivamente.

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.43)$$

$$\phi = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\pi}{2} \quad (2.44)$$

## 2.5 Sumário

Guias de onda são utilizados para efetuar o transporte de sinais eletromagnéticos. Na faixa de RF e de micro-ondas utilizam-se estruturas ocas denominadas de cavidades ressonantes. Os circuitos ressonantes RLC em série e em paralelo foram analisados no domínio da frequência a fim de fazer uma analogia aos fenômenos que ocorrem de forma equivalente em cavidades ressonantes. Os conceitos fundamentais dos parâmetros de espalhamento são importantes para o estudo da interação do sinal eletromagnético com o meio no qual se propaga e servirão de base para a análise do sensor de cavidade ressonante que foi realizada neste trabalho.

## Capítulo 3

# Sensor eletromagnético de cavidade ressonante

Neste capítulo é realizada uma revisão dos resultados obtidos no trabalho apresentado em [27] a fim de descrever o princípio de funcionamento do sensor eletromagnético de cavidade ressonante, bem como diversos aspectos relacionados com a medição da fração de água que podem ser levantados com base nas limitações de operação do medidor. Em seguida é feita uma análise do posicionamento das antenas nas laterais da cavidade ressonante e sua influência no comportamento do sensor com base no método da perturbação em cavidades ressonantes.

### 3.1 Princípio de funcionamento e resultados recentes

Em fluidos monofásicos em geral, a medida de vazão volumétrica se dá por meio da medição da velocidade média  $\bar{v}$  do escoamento sendo

$$Q_{vazao} = \bar{v}A \quad (3.1)$$

onde  $A$  corresponde à seção transversal do duto.

Em fluidos multifásicos, no entanto, a vazão volumétrica de cada fase é medida separadamente e a vazão volumétrica total é dada pelo somatório das vazões individuais de cada fase. Em um escoamento bifásico de água e óleo, a vazão volumétrica é dada por

$$Q_{vazao} = \bar{v}_w A_w + \bar{v}_o A_o \quad (3.2)$$

onde os índices  $w$  e  $o$  correspondem às fases água e óleo respectivamente.

Já a vazão mássica é inferida com base nos valores da densidade da água  $\rho_w$  e do óleo  $\rho_o$  e é dada por

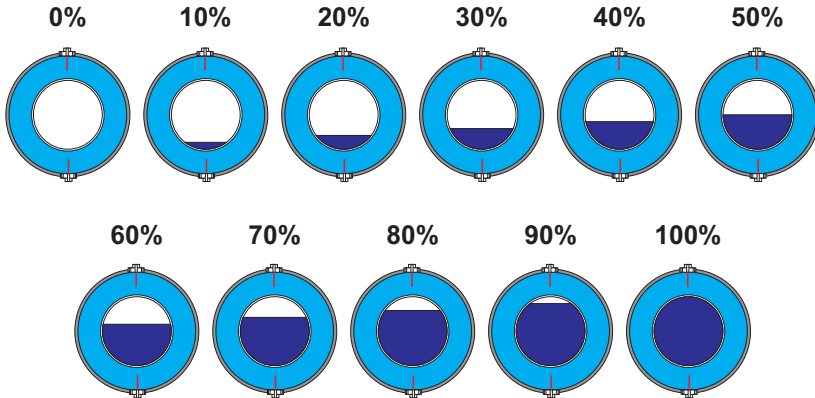
$$\dot{Q} = \bar{v}_w \rho_w A_w + \bar{v}_o \rho_o A_o \quad (3.3)$$

Para inferir sobre a fração de água  $\phi_w$  presente na mistura, não é necessário o conhecimento das velocidades de cada fase como pode ser visto na equação (3.4).

$$\phi_w = \frac{\dot{V}_w}{\dot{V}_w + \dot{V}_o} = \frac{A_w d}{A_w d + A_o d} = \frac{A_w}{A} \quad (3.4)$$

onde  $\dot{V}_w$  e  $\dot{V}_o$  são os volumes de água e de óleo respectivamente presentes na mistura, sendo  $A = A_w + A_o$  a área total da seção transversal do duto e  $d$  o comprimento do sensor.

Na Figura 3.1 é ilustrada uma variação laminar da fração de água em fluido bifásico dentro do duto de escoamento de um sensor eletromagnético de cavidade ressonante.



**Figura 3.1:** Esboço da variação laminar da fração de água em um fluido bifásico dentro do duto de escoamento de um sensor eletromagnético de cavidade ressonante.

Portanto a fração de água presente na mistura é uma das variáveis que deve ser conhecida para determinar as vazões volumétricas e mássicas dadas nas equações (3.2) e (3.3) respectivamente. A variável

de velocidade média de cada fase não será tratada neste trabalho.

No trabalho desenvolvido em [27] foi realizado um estudo teórico e experimental acerca da tecnologia de RF em sensores de cavidade ressonante empregados no monitoramento da fração de água em fluidos bifásicos.

O trabalho se pauta em analisar a teoria de ondas eletromagnéticas confinadas em estruturas ressonantes e propagando-se em meios com perdas, a fim de determinar, com base em alguns critérios, a estrutura do sensor e o seu comportamento.

O objetivo central é monitorar a fração de água presente em uma mistura bifásica por meio do deslocamento da frequência do primeiro modo ressonante do sinal que se propaga através da cavidade, cuja permissividade do meio varia em função da fração de água.

A variação da fração de água na mistura, por sua vez, resulta na variação da frequência de ressonância que é utilizada como parâmetro central no sistema de medição. Em resumo, a solução da medição indireta da fração de água estará dada em função dos valores da frequência de ressonância do sinal obtidos de forma direta.

O sensor foi projetado com base nos critérios de modos de propagação e da frequência de operação.

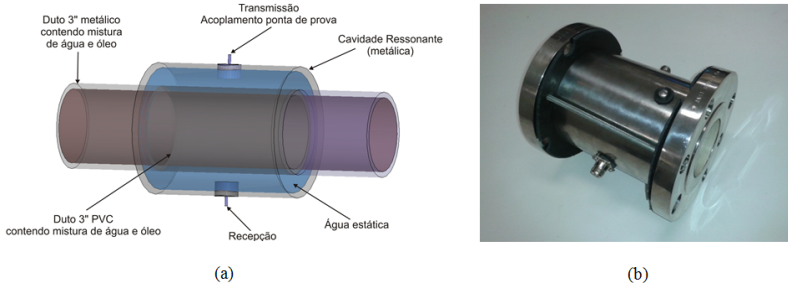
A definição do modo de propagação está dada em função das dimensões do sensor, da frequência de operação e da distribuição do campo eletromagnético no interior da cavidade ressonante, que também é determinante para a escolha dos acoplamentos utilizados na transmissão e recepção do sinal eletromagnético.

A frequência de operação também está dada em função das dimensões da cavidade, para um determinado modo de propagação e da permissividade relativa do meio.

A dependência da permissividade em relação à frequência também foi levada em consideração, visto que, para um funcionamento eficiente do sensor, a permissividade da água deve ser a mais distinta possível da permissividade da outra fase presente na mistura, sendo que para frequências inferiores a 1 GHz a permissividade real da água apresenta valor constante próximo a 81, considerando temperatura constante, enquanto que para frequências maiores, este valor começa a diminuir. Ainda em relação ao comportamento da permissividade do meio em função da frequência, também foi analisado o comportamento da parte imaginária da permissividade em função da presença de sal na água, cujo efeito condutivo é reduzido com o aumento da frequência. Em contrapartida, a profundidade de penetração das ondas eletromagnéticas depende da condutividade e diminui com o aumento da frequência.

O diâmetro do duto de escoamento de 3" e a necessidade de uma frequência de operação abaixo de 1 GHz, devido principalmente ao alto custo dos equipamentos eletrônicos adequados à faixa de micro-ondas, serviram de parâmetros para o desenvolvimento do protótipo.

Por fim, realizadas as análises teóricas levando-se em conta as restrições dos parâmetros previamente definidos e das variáveis envolvidas na solução, chegou-se ao protótipo apresentado na Figura 3.2.



**Figura 3.2:** Esboço (a) e foto (b) do protótipo implementado [27].

O modo de propagação escolhido foi o TE<sub>111</sub> e a frequência de operação limitada a 400 MHz. O protótipo apresenta diâmetro interno (duto de PVC) igual a 3", diâmetro externo (cilindro metálico) igual a 5" e um comprimento igual a 15 cm.

A frequência de ressonância para uma cavidade ressonante cilíndrica operando no modo TE<sub>111</sub> nas dimensões mencionadas acima, é dada por [13]

$$f_{r,TE_{111}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \left[ \left( \frac{1,841}{\pi 0,0635} \right)^2 + \left( \frac{1}{0,15} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{11,3846c}{2\sqrt{\varepsilon_m}} \quad (3.5)$$

onde  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \approx 3.10^8 [m/s]$  é a velocidade da luz.

Em [27] foram realizadas simulações com o software HFSS<sup>1</sup> a fim de analisar a distribuição dos campos eletromagnéticos nas diferentes estruturas ressonantes e também, após concluído o projeto, visualizar o deslocamento da frequência de ressonância frente à variação da fração de água de forma estática e considerando a permissividade da mistura água/óleo homogênea através da fórmula de Brüggegan dada em (3.6)

<sup>1</sup> *High Frequency Structure Simulator (HFSS)* - Software de simulação produzido e comercializado pela empresa Ansys.



$$\frac{\varepsilon_o - \varepsilon_m}{\varepsilon_o - \varepsilon_w} \cdot \left( \frac{\varepsilon_w}{\varepsilon_m} \right)^{\frac{1}{3}} = 1 - \phi_o = \phi_w, \quad (3.6)$$

onde  $\varepsilon_o$ ,  $\varepsilon_w$  e  $\varepsilon_m$  são respectivamente, as permissividades do óleo, da água e da mistura e  $\phi_o$  é a fração do volume de óleo enquanto que  $\phi_w$  é a fração do volume de água.

O HFSS não permite simulação dinâmica (fluidos em movimento), somente caso estático.

Após concluída a construção do protótipo, foram realizadas medições utilizando um aparelho Analisador de Rede Vetorial (*Vectorial Network Analyser - VNA*) para a geração e recepção do sinal eletromagnético.

Os experimentos realizados com variação da fração de água em um fluxo bifásico de água e óleo permitiram analisar o comportamento do sensor frente às variações estáticas e dinâmicas da fração de água. Também foi investigado o seu comportamento em função da presença de sal na água, cujos efeitos devido ao aumento na condutividade produzem um aumento da atenuação do sinal.

Os resultados obtidos de forma experimental validaram o protótipo, embora tenha havido diferença em relação aos dados de simulação, uma vez que, na prática, os valores teóricos da permissividade relativa são diferentes, pois dependem de variáveis como temperatura e salinidade, além do padrão de fluxo que na prática não pode ser considerado totalmente homogêneo como nas simulações. Além do mais, as variações de temperatura e salinidade da água também não são levadas em consideração nas simulações. As antenas utilizadas de forma não intrusiva aumentam a garantia de se obter uma medição sem interferir no escoamento do fluido.

Os resultados com água salina e água saturada de sal mostraram que mesmo sob condições extremas como estas, o sensor ainda é capaz de manter o seu princípio de funcionamento através do deslocamento da primeira frequência de ressonância para o modo TE111.

Os resultados alcançados nos experimentos foram suficientes para comprovar o princípio de funcionamento da tecnologia empregada no sensor de cavidade ressonante. Contudo, existem inúmeros fatores que podem contribuir de forma negativa ou ainda impõem restrições na própria tecnologia. Os diferentes padrões de fluxo, por exemplo, afetam o comportamento do sensor e, portanto, este deve ser calibrado para cada situação, o que dificulta o seu uso em fluxos que não sejam homogêneos. A diferença entre as impedâncias da cavidade e da fonte geradora do sinal também é um tema a ser estudado a fim de maximizar

zar a transferência de potência através da cavidade. Essa necessidade é proveniente da constante atenuação que ocorre na medida em que a fração de água na amostra é reduzida. A substituição do aparelho VNA por uma eletrônica menos complexa e mais específica, assim como a avaliação metrológica do instrumento são de fundamental importância na construção de um sistema de medição completo.

As antenas utilizadas, conhecidas como acoplamento ponta de prova, estão posicionadas na região onde o campo elétrico é máximo. No entanto, o distinto posicionamento das antenas nas laterais da cavidade ressonante podem gerar comportamentos distintos do sensor em relação às curvas de ressonância em função da fração de água na mistura.

A análise das propriedades elétricas do sensor pode ser feita por meio de um modelo elétrico de um circuito RLC. Este fato ajuda, por exemplo, a especificar, através de um ambiente de simulação de circuitos elétricos, os componentes que podem ser utilizados na implementação de um circuito de geração e de recepção do sinal eletromagnético de RF.

O desenvolvimento de uma eletrônica embarcada a fim de substituir o uso do aparelho VNA para a geração e recepção do sinal eletromagnético na faixa de RF é de suma importância para se ter uma maior autonomia do sistema de medição. Isto implicaria no desenvolvimento de uma eletrônica dedicada para geração de RF, transmissão, recepção e tratamento dos sinais através de uma eletrônica embarcada. No entanto, existem módulos de geração e recepção do sinal eletromagnético, alimentados e controlados via interface USB e com APIs acessíveis nas linguagens C, Matlab e também LabView, disponíveis no mercado. Estes módulos podem ser interconectados dando origem a um Analisador de Rede Escalar (*Scalar Network Analyser - SNA*) por prover apenas a informação do módulo do sinal. Esta última foi a solução adotada neste trabalho.

Uma avaliação metrológica parcial do instrumento só pode ser alcançada com base em uma série de medições realizadas de forma controlada, levando-se em consideração as restrições provenientes do sistema de medição, utilizando como referência os valores médios levantados, uma vez que não se tem um padrão de medida.

A seguir será feita uma análise do posicionamento das antenas nas laterais da cavidade ressonante e sua influência no comportamento do sensor com base no método de perturbação em cavidades ressonantes.

## **3.2 Influência do posicionamento das antenas no comportamento do sensor**

Como foi descrito anteriormente, o sensor eletromagnético de cavidade ressonante funciona através do princípio básico de que cada material apresenta propriedades dielétricas distintas. Com isso, diferentes misturas apresentarão diferentes frequências de ressonância, uma vez que a frequência de operação do sensor está em função da permissividade relativa do meio no qual as ondas eletromagnéticas se propagam.

A permissividade relativa da mistura varia em função do padrão de fluxo do escoamento. Existem diferentes padrões de fluxo que levam em consideração variáveis como a velocidade de cada fase, a direção do escoamento (vertical, horizontal, inclinado), dentre outras.

As diferentes frequências de ressonância que ocorrem para o modo de propagação que a cavidade foi projetada para ressonar são utilizadas para caracterizar o comportamento do sensor e, portanto, a princípio o sensor deverá apresentar comportamentos distintos para cada tipo de escoamento e deve ser calibrado para cada situação.

Em geral, sensores de ressonância trabalham levando-se em consideração um padrão de fluxo homogêneo, haja vista a dificuldade em caracterizar o seu comportamento em função dos diferentes padrões de fluxo que existem. No entanto, como foi descrito no capítulo 1 existem padrões de fluxo que são, de certa forma, bem definidos ou ainda mais comuns de serem encontrados.

O campo eletromagnético que é inserido dentro da cavidade ressonante interage com o material dentro do duto de escoamento e é influenciado pela distribuição espacial da amostra, logo as frequências de ressonância dentro da cavidade ressonante comportam-se de forma distinta.

Portanto, a dependência do padrão de fluxo é uma das principais limitações desta tecnologia. Uma das possíveis formas de reduzir essa dependência é através de uma análise de correlação entre os parâmetros monitorados a fim de inferir sobre a fração de água presente na mistura por meio de um número maior de variáveis.

Nas medições estáticas, o posicionamento das antenas, ou seja, a forma com a qual o campo eletromagnético interage com a mistura dentro do sensor (perpendicular ou tangencial à amostra), influencia no comportamento do sensor, fazendo com que o deslocamento da frequência de ressonância seja distinto para cada caso.

Uma forma de verificar este fenômeno analiticamente, ainda que sem muita exatidão nos resultados é através do método de perturbação

da cavidade ressonante [32], [22], [18], [11]. Esta técnica é abordada em diversos trabalhos e consiste em um dos métodos geralmente utilizados para determinar as propriedades dielétricas do material.

### 3.2.1 Método da perturbação em cavidades ressonantes por meio do material

No método de perturbação ressonante a amostra é inserida em um ressonador e as suas propriedades eletromagnéticas são calculadas com base nas alterações da frequência de ressonância e do fator de qualidade do ressonador. Este método quando aplicado a cavidades ressonantes ocas é chamado de método de perturbação de cavidades. Em geral, existem três tipos de perturbações de cavidade: perturbação no formato da cavidade, perturbação nas impedâncias das paredes e perturbação de material. A perturbação no formato da cavidade é alcançada através de alterações na estrutura da cavidade por meio do movimento de suas paredes, desta forma, a frequência de ressonância e a energia armazenada na cavidade também sofrem alterações, no entanto, a energia dissipada permanece inalterada. Este tipo de perturbação é normalmente utilizado para sintonizar a frequência de ressonância da cavidade. A perturbação através das impedâncias das paredes da cavidade se dá por meio da substituição de parte das paredes da cavidade por um material diferente preservando o formato do anterior, sendo geralmente utilizada para medições nas impedâncias da superfície de condutores. Na perturbação de material, uma amostra do material é introduzida dentro da cavidade e as alterações na frequência de ressonância e no fator de qualidade são então monitoradas [11].

Assume-se através do método da perturbação que as propriedades do sistema perturbado possam ser estimadas por meio das propriedades conhecidas do sistema não-perturbado, desde que a maioria dos parâmetros sejam preservados e que somente um ou poucos parâmetros apresentem alterações não tão significativas após a perturbação. A cavidade ressonante pode ser considerada um sistema eletromagnético definido por um número de parâmetros tais como as dimensões de sua estrutura, condutividade das paredes, permissividade dielétrica e permeabilidade magnética do material que preenche o espaço vazio da cavidade.

Os resultados calculados através do método da perturbação podem ser considerados precisos caso atendam a alguns requisitos como [22]:

- o deslocamento relativo da frequência de ressonância deve ser

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} \leq 0,001;$$

- o campo elétrico deve ser constante no volume da amostra a ser medida;
- a simetria deve ser preservada.

Contudo, para aplicações práticas na indústria, os requisitos de precisão absoluta nas medições são em geral menos rigorosos, portanto, em vários casos o deslocamento relativo da frequência de ressonância pode ser ao menos uma década maior do que o indicado. O requisito de campo elétrico constante na amostra significa que se o volume da amostra é grande e a intensidade do campo é diferente em diferentes pontos da superfície o campo interno já não é mais determinado pelas condições de contorno como assumido. O terceiro requisito assegura que a inserção da amostra não deve alterar o formato do modo de propagação da onda.

Uma cavidade ressonante com volume  $V$  parcialmente preenchida com um material dielétrico de volume  $V_s$  que é caracterizado pela permissividade  $\varepsilon_{r1}$  e permeabilidade  $\mu_{r1}$  relativas, projetada para ressonar em um específico modo de ressonância, apresenta um campo elétrico  $\vec{E}_1$ , um campo magnético  $\vec{H}_1$  e uma frequência de ressonância  $\omega_{r1}$ . Uma perturbação  $\Delta\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}$  e  $\Delta\mu_r = \mu_{r2} - \mu_{r1}$  nos parâmetros do material resulta em uma mudança nos campos ( $\vec{E}_2$  e  $\vec{H}_2$ ) e na frequência de ressonância  $\omega_{r2} = \omega_{r1} + \Delta\omega_r$ . A fórmula geral do método de perturbação com as devidas aproximações é dada por

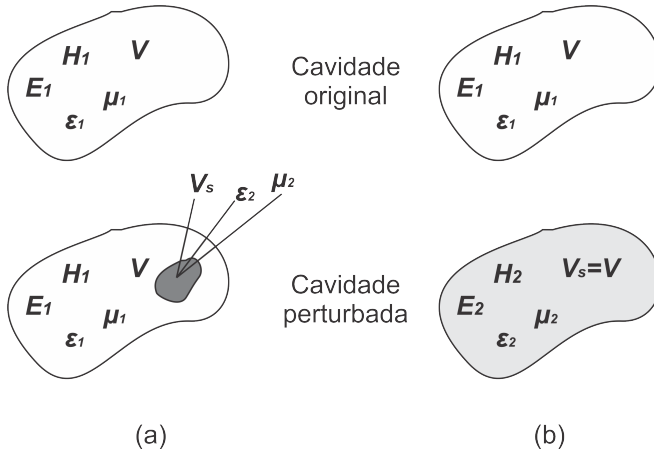
$$\frac{\omega_{r2} - \omega_{r1}}{\omega_{r2}} = - \frac{\int_{V_s} [(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1})\varepsilon_o \vec{E}_2 \vec{E}_1^* + (\mu_{r2} - \mu_{r1})\mu_o \vec{H}_2 \vec{H}_1^*] dV}{\int_V [\varepsilon_{r1}\varepsilon_o \vec{E}_2 \vec{E}_1^* + \mu_{r1}\mu_o \vec{H}_2 \vec{H}_1^*] dV} \quad (3.7)$$

na qual os índices 1 e 2 representam os valores antes e após a inserção da amostra.

Os cálculos por meio da fórmula geral (3.7) são realizados sob a suposição de que as paredes da cavidade são perfeitamente condutoras e a perturbação é pequena. Estes critérios podem ser satisfeitos de duas formas, considerando que uma pequena perturbação pode ser uma grande mudança nas propriedades de um material que apresente um pequeno volume ou ainda uma leve alteração ocorrida nas propriedades de um material que apresente um grande volume.

No primeiro caso, um material com permissividade  $\varepsilon_2$  e permeabilidade  $\mu_2$  é introduzido na cavidade ressonante de tal forma que a amostra ocupe somente uma pequena porção do espaço disponível,

desta forma, as propriedades eletromagnéticas do espaço não apresentam severas mudanças. No segundo caso, as propriedades do meio original ( $\varepsilon_1, \mu_1$ ) são substituídas pelas propriedades do novo meio ( $\varepsilon_2, \mu_2$ ) e como resultado os campos elétrico e magnético também sofrem alterações passando de  $(E_1, H_1)$  para  $(E_2, H_2)$ . A diferença entre as propriedades do meio original e do novo meio devem ser mínimas, isso ocorre, por exemplo, na presença de gases. A ilustração dos dois casos pode ser observada na Figura 3.3.



**Figura 3.3:** Ilustração do método de perturbação da cavidade ressonante através da inserção de um novo material (a) de alta permissividade e pequeno volume e (b) de baixa permissividade e grande volume (Modificado a partir de [11]).

Se a perturbação for suficientemente pequena, os campos na cavidade perturbada serão aproximadamente os mesmos, sendo assim  $\vec{E}_1 \simeq \vec{E}_2$  e  $\vec{H}_1 \simeq \vec{H}_2$ . O denominador na equação (3.7) é a energia total no ressonador e pode, portanto, ser substituído por duas vezes o valor do primeiro termo na integral, logo, considerando que a permeabilidade  $\mu$  do material permaneça constante, ou seja, que não ocorram variações no valor após a inserção da amostra ( $\mu_1 = \mu_2$ ), a equação (3.7) pode ser reescrita como [22]

$$\frac{\omega_{r2} - \omega_{r1}}{\omega_{r2}} \approx - \frac{\int_{V_s} (\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) |E|^2 dV}{2 \int_V \varepsilon_{r1} |E|^2 dV} \quad (3.8)$$

No caso em que a permissividade da amostra seja suficientemente grande, mas a fração do volume preenchido pela amostra seja pequena

a fórmula geral pode ainda ser reescrita como

$$\frac{\omega_{r2} - \omega_{r1}}{\omega_{r2}} \approx - \frac{\int_{V_s} (\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) \bar{\mathbf{E}}_i \bar{\mathbf{E}}_e^* dV}{2\varepsilon_{r1} \int_V \bar{\mathbf{E}}_i \bar{\mathbf{E}}_e^* dV} \quad (3.9)$$

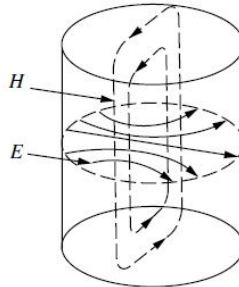
onde  $\bar{\mathbf{E}}_i$  corresponde ao campo elétrico interno da amostra e  $\bar{\mathbf{E}}_e$  corresponde ao campo elétrico externo.

Se o material apresenta perdas, o deslocamento relativo da frequência angular de ressonância dado pela equação (3.9) se torna complexo e a partir da parte imaginária obtém-se a variação no fator de qualidade da cavidade considerando as perdas devido aos acoplamentos  $Q_l$  como na equação (3.10) [22].

$$\frac{\omega_{r2} - \omega_{r1}}{\omega_{r2}} = \frac{f_{r2} - f_{r1}}{f_{r2}} + j \frac{1}{2} \left( \frac{1}{Q_{l2}} - \frac{1}{Q_{l1}} \right) \quad (3.10)$$

O estudo a seguir baseia-se no método da perturbação de cavidades ressonantes através do material de alta permissividade e pequeno volume inserido em seu interior e tem por objetivo justificar os diferentes comportamentos do sensor em função do posicionamento das antenas nas laterais da cavidade ressonante.

A distribuição do campo eletromagnético em uma cavidade cilíndrica para o modo TE<sub>111</sub> é ilustrada na Figura 3.4.

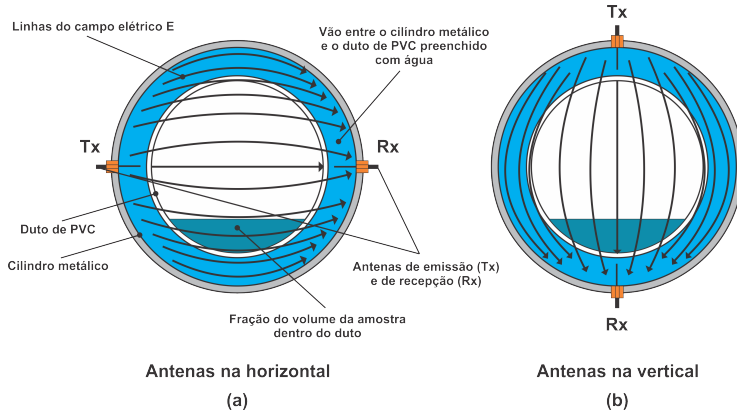


**Figura 3.4:** Distribuição de campo eletromagnético dentro de uma cavidade ressonante cilíndrica projetada para ressonar no modo TE<sub>111</sub> [11].

Ao posicionar as antenas na horizontal conforme a Figura 3.5(a) o campo elétrico dentro da cavidade torna-se tangencial à superfície da amostra. Neste caso considera-se que o campo elétrico interno da amostra iguala-se ao campo elétrico externo dentro da cavidade e portanto,

substituindo  $E_i = E_e = E$  na equação (3.9), tem-se que

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_r}{\omega_r} &\approx -\frac{1}{2} \left( \frac{(\varepsilon'_{r2} - j\varepsilon''_{r2}) - (\varepsilon'_{r1} - j\varepsilon''_{r1})}{\varepsilon'_{r1} - \varepsilon''_{r1}} \right) \frac{\int_{V_s} |E|^2 dV}{\int_V |E|^2 dV} \\ &\approx - \left( \frac{(\varepsilon'_{r2} - j\varepsilon''_{r2}) - (\varepsilon'_{r1} - j\varepsilon''_{r1})}{\varepsilon'_{r1} - \varepsilon''_{r1}} \right) \frac{S}{2} \end{aligned} \quad (3.11)$$



**Figura 3.5:** Distribuição do campo elétrico dentro da cavidade ressonante em função do posicionamento das antenas nas laterais da cavidade (a) na horizontal (tangencial à superfície da amostra) e (b) na vertical (perpendicular à superfície da amostra).

onde  $S$  é denominado de “fator de preenchimento” que é a relação entre a integral dos campos dentro do volume da amostra  $V_s$  e a integral dos campos considerando o volume total do ressonador  $V$ . Os coeficientes  $\varepsilon'_r$  e  $\varepsilon''_r$  referem-se à parte real e imaginária da permissividade do meio definida como  $\varepsilon_r = \varepsilon'_r + j\varepsilon''_r$  sendo que a parte imaginária representa as perdas intrínsecas do material.

De acordo com a equação (3.10), a parte real da equação (3.11) está relacionada com o deslocamento relativo da frequência de ressonância  $\Delta f_r/f_r$  enquanto que a parte imaginária, referente às perdas, relaciona-se com a variação inversa do fator de qualidade  $\Delta(1/Q_l)$ .

Comparando as equações (3.10) e (3.11) e separando-as em parte real e imaginária chega-se a



$$\frac{\Delta f_r}{f_r} \approx -\frac{S}{2} \left( \frac{\varepsilon'_{r1}(\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1}) + \varepsilon''_{r1}(\varepsilon''_{r2} - \varepsilon''_{r1})}{(\varepsilon'_{r1})^2 + (\varepsilon''_{r1})^2} \right) = A_h S \quad (3.12)$$

$$\Delta \left( \frac{1}{Q_l} \right) \approx -S \left( \frac{\varepsilon'_{r2}\varepsilon''_{r1} - \varepsilon'_{r1}\varepsilon''_{r2}}{(\varepsilon'_{r1})^2 + (\varepsilon''_{r1})^2} \right) = B_h S \quad (3.13)$$

Tomando a relação entre o deslocamento relativo da frequência de ressonância (3.12) e a variação inversa do fator de qualidade (3.13) chega-se à equação (3.14) que é independente do fator de preenchimento  $S$ .

$$\frac{\Delta f_r / f_r}{\Delta(1/Q_l)} \approx \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon'_{r1}(\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1})}{\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1}} \right) = \frac{A_h}{B_h} \quad (3.14)$$

Posicionando as antenas na direção normal à superfície da amostra (antenas na vertical) como pode ser visto na Figura 3.5(b), o campo elétrico externo torna-se perpendicular à superfície da amostra e as condições de contorno são dadas por  $E_i = E_e/\varepsilon_r$ . Assim, a partir de (3.9), tem-se que

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega_r}{\omega_r} &\approx -\frac{1}{2} \left( \frac{(\varepsilon'_{r2} - j\varepsilon''_{r2}) - (\varepsilon'_{r1} - j\varepsilon''_{r1})}{\varepsilon'_{r1} - \varepsilon''_{r1}} \right) \frac{\int_{V_s} [(E_e/\varepsilon_{r2})E_e^*]dV}{\int_V [(E_e/\varepsilon_{r1})E_e^*]dV} \\ &\approx -\left( \frac{(\varepsilon'_{r2} - j\varepsilon''_{r2}) - (\varepsilon'_{r1} - j\varepsilon''_{r1})}{\varepsilon'_{r2} - \varepsilon''_{r2}} \right) \frac{S}{2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

De forma análoga ao caso anterior pode-se separar a equação (3.15) em parte real e imaginária e compará-la com a equação (3.10) de forma a obter as equações (3.16) e (3.17) cuja relação entre elas resulta na equação (3.18) que, portanto, também torna-se independente do fator de preenchimento  $S$ .

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} \approx -\frac{S}{2} \left( \frac{\varepsilon'_{r2}(\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1}) + \varepsilon''_{r2}(\varepsilon''_{r2} + \varepsilon''_{r1})}{(\varepsilon'_{r1})^2 + (\varepsilon''_{r1})^2} \right) = A_v S \quad (3.16)$$

$$\Delta \left( \frac{1}{Q_l} \right) \approx -S \left( \frac{\varepsilon''_{r2}(\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1}) - \varepsilon'_{r2}(\varepsilon''_{r1} + \varepsilon''_{r2})}{(\varepsilon'_{r1})^2 + (\varepsilon''_{r1})^2} \right) = BvS \quad (3.17)$$

$$\frac{\Delta f_r/f_r}{\Delta(1/Q_l)} \approx \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon'_{r2}(\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1}) + \varepsilon''_{r2}(\varepsilon''_{r2} + \varepsilon''_{r1})}{\varepsilon''_{r2}(\varepsilon'_{r2} - \varepsilon'_{r1}) - \varepsilon'_{r2}(\varepsilon''_{r1} + \varepsilon''_{r2})} \right) = \frac{Av}{Bv} \quad (3.18)$$

### 3.2.2 Metodologia e análise

Foram realizadas algumas análises baseadas na teoria da perturbação de cavidades ressonantes exposta na subseção anterior a fim de justificar o comportamento distinto do sensor em função do posicionamento das antenas nas laterais da cavidade.

O funcionamento do sensor é baseado no deslocamento da frequência de ressonância em função da variação da permissividade do meio. Portanto, foram consideradas amostras de 10 a 100% de água dentro do sensor. Um dos critérios requeridos pelo método da perturbação é de que o volume de uma amostra, cuja permissividade é alta, seja suficientemente menor do que o volume total da cavidade de tal forma que o campo eletromagnético externo não seja influenciado pelo campo eletromagnético interno da amostra.

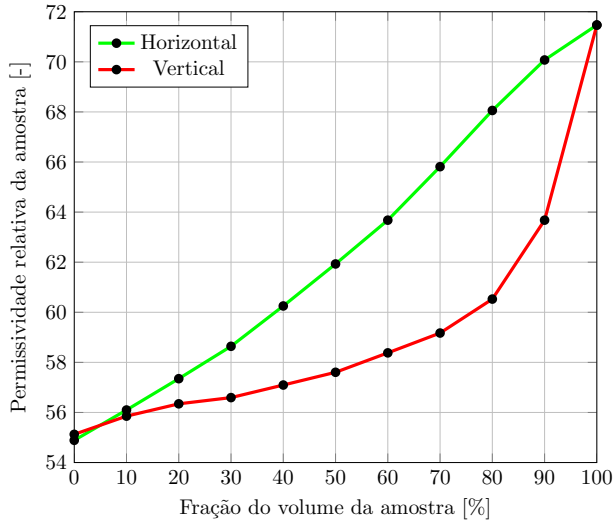
Portanto, na prática, as amostras em torno da faixa de 50 a 100% de água podem não atender a este critério.

O cálculo do deslocamento relativo da frequência de ressonância foi realizado a partir de dados experimentais para uma variação de 0 a 100% de água dentro da cavidade. O cálculo é feito considerando que  $f_{r1}$  é a frequência de ressonância com 0% de água na cavidade enquanto que  $f_{r2}$  é a frequência de ressonância após a inserção das amostras cujas frações volumétricas variam de 10 a 100% de água.

Isolando  $\varepsilon_m$  na equação (3.5) pode-se encontrar a variação da permissividade relativa real da mistura em função da frequência de ressonância da cavidade projetada. Portanto, foi considerado que  $\varepsilon'_{r1}$  é igual ao valor da permissividade relativa encontrado quando o duto está vazio, ou seja, somente a cavidade formada pelo cilindro metálico e o duto de PVC encontra-se com água. Para os valores de  $\varepsilon'_{r2}$  foram utilizados os valores correspondentes às demais amostras de 10 a 100% de água.

Na Figura 3.6 estão ilustrados os valores da permissividade das amostras para os casos considerando as antenas na horizontal e na

vertical.



**Figura 3.6:** Variação da permissividade relativa real de uma mistura laminar água/ar para o caso das antenas na horizontal e na vertical.

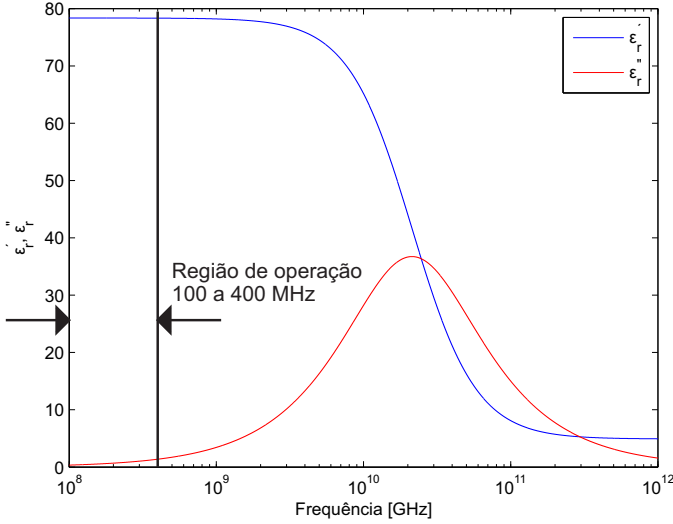
A água é considerada uma substância polar, pois a molécula de água possui um momento dipolo permanente. Em seu estado puro não apresenta condutividade e o valor de sua permissividade relativa em função da variação de frequência é descrita pela relação de Debye dada por [28], [22]

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon'_{r\infty} + \frac{\epsilon'_{rs} - \epsilon'_{r\infty}}{1 + j\omega\tau} \quad (3.19)$$

onde  $\epsilon'_{r\infty}$  é a permissividade na frequência infinita devido a polarização eletrônica e atômica da água (altas frequências),  $\epsilon'_{rs}$  é a permissividade relativa estática (baixas frequências) e  $\tau$  é o tempo de relaxação. Como demonstrado em [27], a permissividade da água doce considerando uma temperatura de 25° C se comporta como no gráfico da Figura 3.7.

Percebe-se através da Figura 3.7 que para a região de operação do instrumento entre 100 a 400 MHz a parte complexa da permissividade apresenta apenas uma pequena variação entre 0,3 e 1,3. Com isso, foi utilizada a suposição de que  $\epsilon''_{r1} \approx \epsilon''_{r2} = 1$  para efetuar os cálculos, embora a água na natureza apresente minerais dissolvidos que afetam a sua permissividade e, portanto, raramente é encontrada em seu estado

puro.



**Figura 3.7:** Permissividade relativa de água doce em função da frequência para 25° C. Em destaque a região de operação do instrumento.

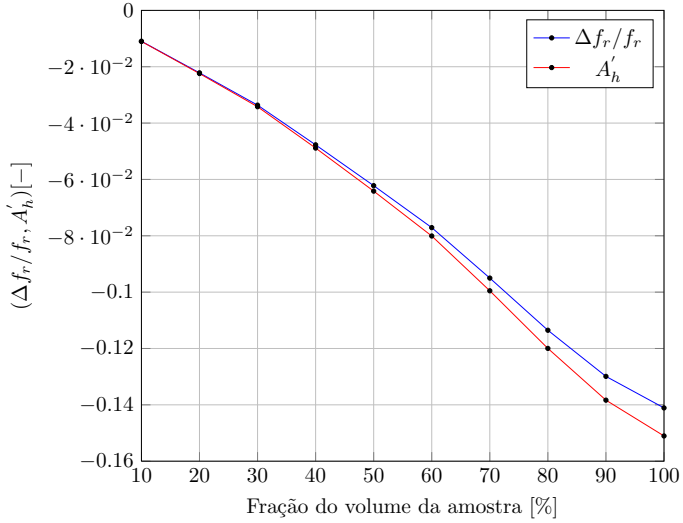
A partir destas considerações as equações (3.12) e (3.16) podem ser reescritas como

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} \approx -\frac{S}{2} \left( \frac{\epsilon'_{r2} - \epsilon'_{r1}}{\epsilon'_{r1}} \right) = A'_h S \quad (3.20)$$

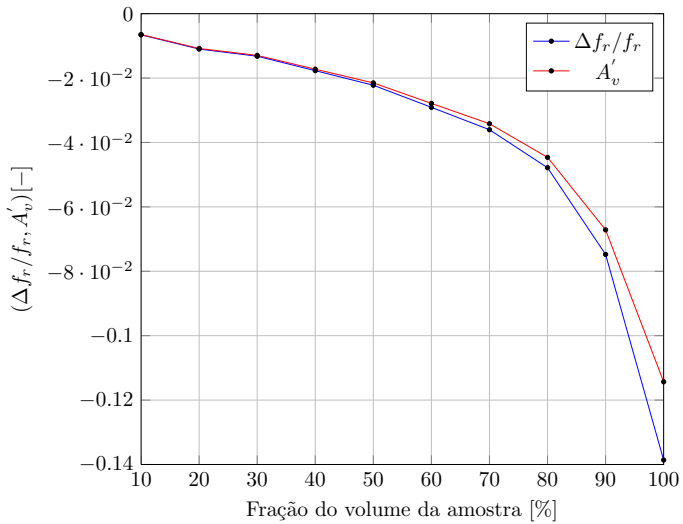
$$\frac{\Delta f_r}{f_r} \approx -\frac{S}{2} \left( \frac{\epsilon'_{r2} - \epsilon'_{r1}}{\epsilon'_{r2}} \right) = A'_v S \quad (3.21)$$

Com base nessas considerações foram calculadas as curvas do deslocamento relativo da frequência de ressonância diretamente a partir dos dados de frequência utilizando  $\Delta f_r/f_r$  e ainda através dos valores da permissividade das amostras calculados a partir da equação (4.4) utilizando os coeficientes  $A'_h$  para o caso horizontal e  $A'_v$  para o caso vertical. As Figuras 3.8 e 3.9 ilustram a semelhança entre as curvas para os dois casos.

Percebe-se que há uma pequena divergência nos resultados que pode estar relacionada ao fator de preenchimento  $S$  que varia para cada caso, uma vez que o volume da amostra também varia. Nota-se ainda



**Figura 3.8:** Comparação entre as curvas com base no deslocamento relativo da frequência ressonante  $\Delta f_r/f_r$  e a partir dos valores das permissividades relativas  $A'_h$ .



**Figura 3.9:** Comparação entre as curvas com base no deslocamento relativo da frequência ressonante  $\Delta f_r/f_r$  e a partir dos valores das permissividades relativas  $A'_v$ .

que a divergência é maior para os casos com amostras cujos volumes estão acima de 50%, visto que quanto maior o volume da amostra maiores serão os erros decorrentes de um dos critérios requeridos pelo método de que o volume da amostra deve ser significativamente menor do que o volume total da cavidade.

Uma forma de verificar a correspondência entre os valores do deslocamento relativo da frequência de ressonância e das relações de permissividade de forma independente do fator de preenchimento  $S$  é através das relações (3.14) e (3.18). No entanto, de acordo com [11], através do método da perturbação de cavidades ressonantes, estas relações só seriam válidas caso os fatores de qualidade antes e após a inserção da amostra fossem calculados na mesma frequência de ressonância, para tanto far-se-ia necessário utilizar métodos para resintonizar a frequência de ressonância após a inserção da amostra, como descrito em [12]. Ainda segundo [11] nos casos em que o fator de qualidade após a inserção da amostra aumenta, como na presente situação, a aplicação das equações (3.13) e (3.17) resulta em valores negativos para a permissividade relativa complexa o que novamente inviabiliza a sua utilização.

### 3.3 Sumário

Neste capítulo foi abordado de forma sintetizada o princípio de funcionamento do sensor eletromagnético de cavidade ressonante por meio dos resultados obtidos no trabalho apresentado em [27].

Por fim foi feita uma investigação acerca do posicionamento das antenas de forma analítica por meio do método da perturbação em cavidades ressonantes. A análise mostrou-se satisfatória para justificar os distintos comportamentos do sensor. Além disso, verificou-se através deste estudo que o melhor posicionamento das antenas é na horizontal, uma vez que permite operar o medidor com uma característica linear (vide Figura 3.6).

# Capítulo 4

## Análise teórica e experimental do sensor

Neste capítulo é estudado o funcionamento da cavidade ressonante com base em um modelo elétrico (circuito RLC) representativo das propriedades elétricas do sensor. Além disso, é tratado o problema do casamento entre as impedâncias das portas da cavidade (antenas) e as conexões com o transmissor e com o receptor de RF.

### 4.1 Modelo representativo das propriedades elétricas do sensor

Um método interessante para analisar um sistema é através da concepção de um modelo matemático que possa representar o seu comportamento. A tarefa de modelagem nem sempre é trivial e na maioria dos casos inúmeras aproximações são consideradas. Em geral, a modelagem é feita com base nos princípios físicos, químicos ou biológicos básicos já conhecidos e bem definidos por meio das leis que os regem. De fato, na maioria dos casos, os sistemas apresentam um comportamento bastante complexo e na medida em que são feitas aproximações, o modelo matemático se torna menos fiel em relação ao comportamento dinâmico do sistema real.

Nos casos em que a modelagem não é trivial, utilizam-se técnicas de identificação de sistemas a fim de prover um modelo que seja confiável. Ao conhecer as entradas e as saídas de um sistema, pode-se inferir sobre o seu comportamento através das ferramentas de identificação.

Como visto no capítulo 2, a cavidade ressonante na faixa de RF e de micro-ondas pode, em princípio, ser analisada como uma junção de duas portas por meio dos parâmetros de espalhamento, que é uma representação baseada na propagação das ondas incidentes, refletidas e transmitidas dentro da cavidade. Além disso, próximo da ressonância, a cavidade pode ser modelada como um quadripolo de parâmetros concentrados RLC.

Levando em consideração tais aspectos, um estudo foi realizado a fim de conceber um modelo para o primeiro modo ressonante da cavidade baseado em um circuito elétrico ressonante RLC.

Para identificar o modelo, foram realizadas medições estáticas com variação da fração de água dentro do duto de escoamento do sensor de 0 a 100% com passos de 10% utilizando o aparelho VNA, que possibilita armazenar as informações de magnitude e fase de todos os parâmetros da matriz de espalhamento. Por meio do software *Advanced Design System - (ADS)*, comercializado pela empresa Agilent, é possível analisar os parâmetros de espalhamento e as impedâncias de entrada da cavidade ressonante. Na Figura 4.1 estão expostas as magnitudes e fases do parâmetro  $S_{21}$ , enquanto que na Figura 4.2 podem-se observar os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  para as 11 curvas mensuradas. Nas Figuras 4.3 e 4.4 estão expostas as impedâncias complexas equivalentes do conjunto *sensor + módulos de emissão/recepção* em cada uma das portas da cavidade ressonante.

Na Figura 4.1 é possível observar o comportamento do primeiro modo ressonante através da variação da frequência de ressonância e do fator de qualidade em função da variação da fração de água presente na mistura.

Através das Figuras 4.3 e 4.4 percebe-se que as impedâncias equivalentes em cada uma das portas da cavidade ressonante apresentam parte real e imaginária e variam em função da frequência.

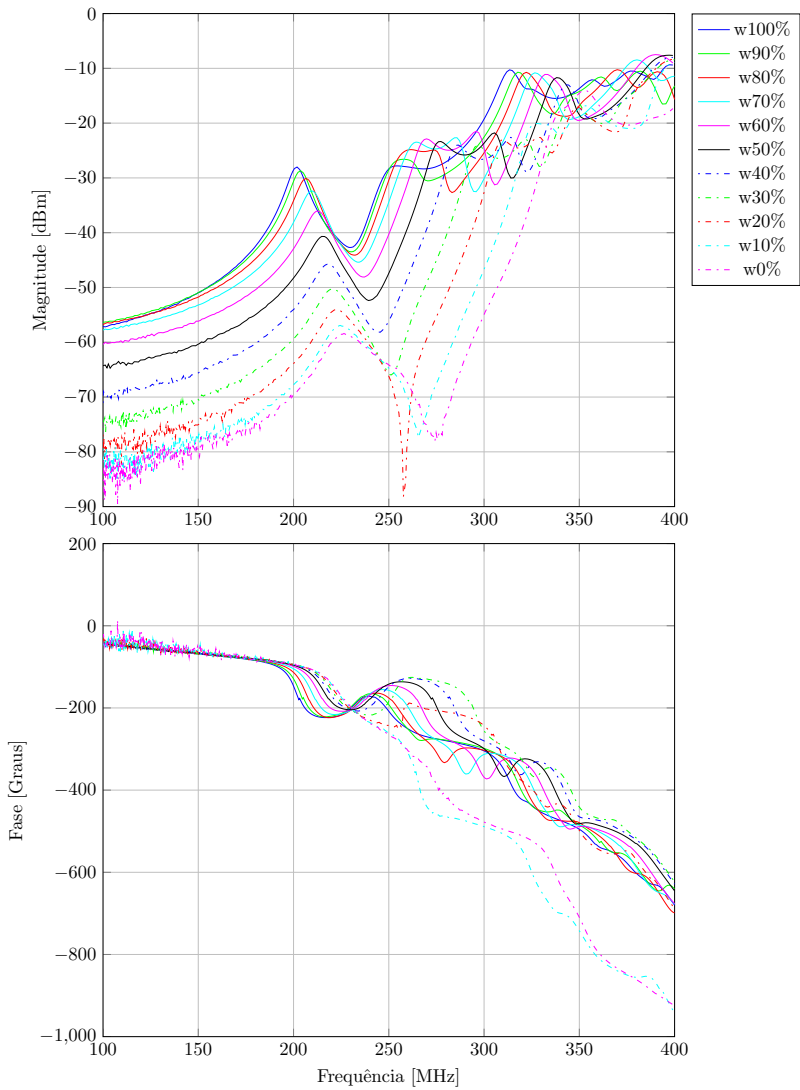
A partir do gráfico de magnitude do parâmetro  $S_{21}$  exposto na Figura 4.1 extraem-se os valores das frequências de ressonância do primeiro modo ressonante. A cavidade ressonante foi projetada para ressonar no modo TE<sub>111</sub> e, como visto na seção 3.1, a frequência de ressonância da cavidade para este modo considerando as suas dimensões é dada por [27]

$$f_{r,TE_{111}} = \frac{11,3846c}{2\sqrt{\varepsilon_m}} \quad (4.1)$$

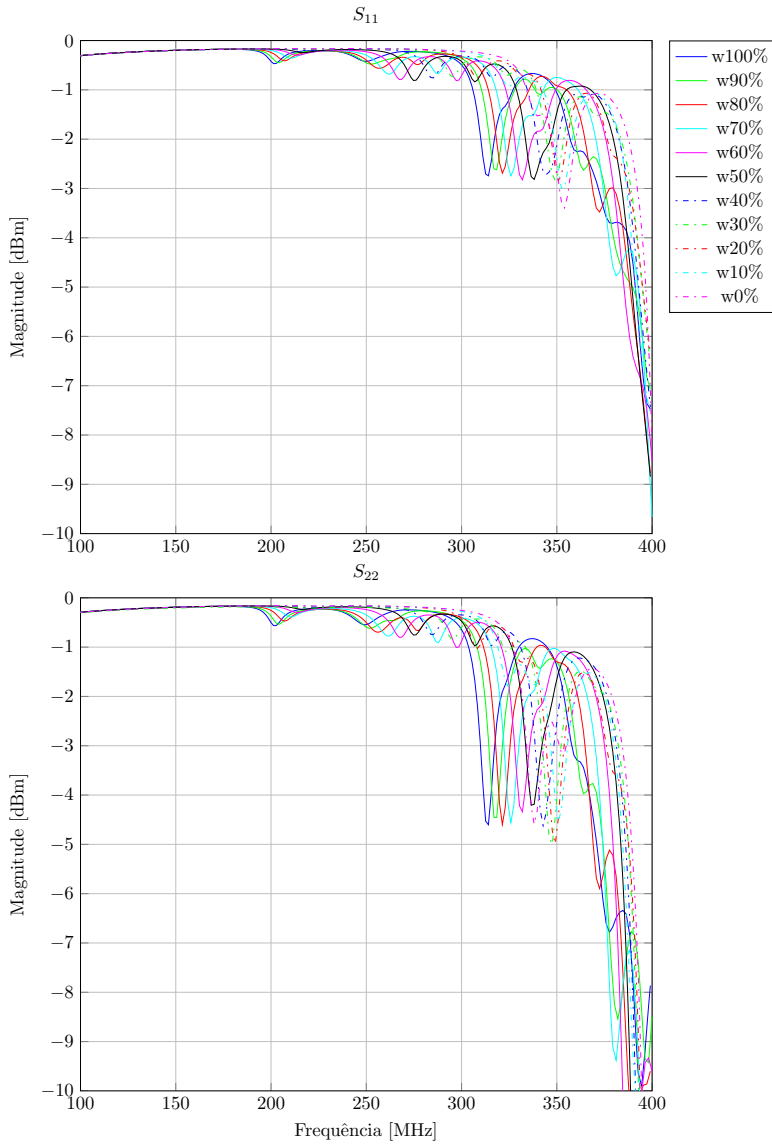
onde  $c$  é a velocidade da luz e  $\varepsilon_m$  é a permissividade relativa da mistura.

A frequência de ressonância em um circuito RLC é dada por





**Figura 4.1:** Medida de magnitude e fase do parâmetro  $S_{21}$ .



**Figura 4.2:** Medida de magnitude dos parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{22}$ .

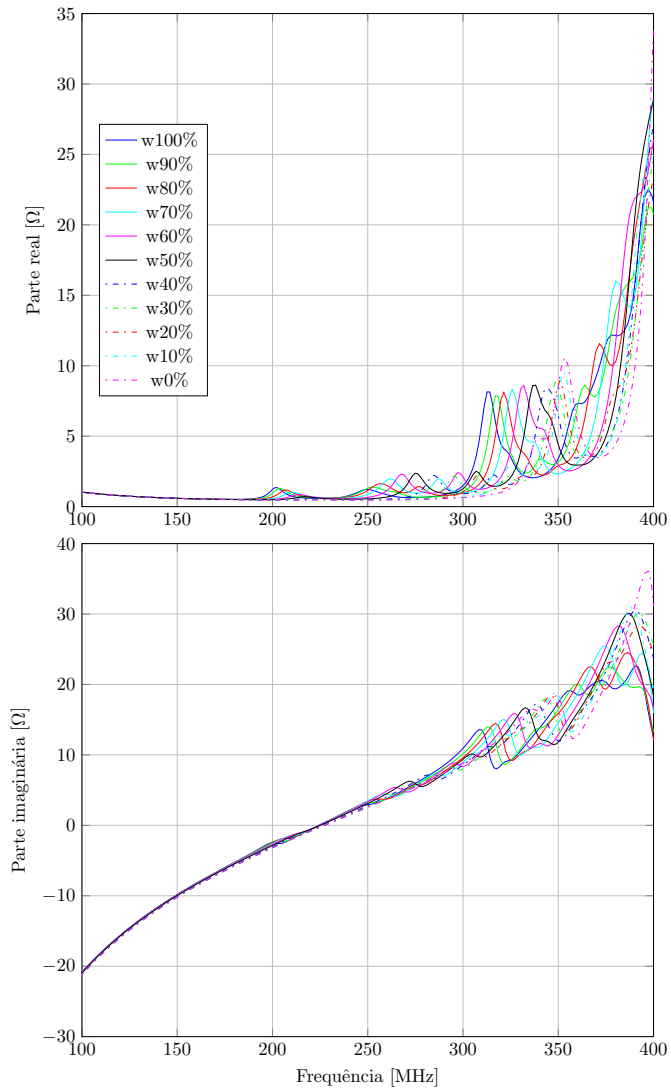
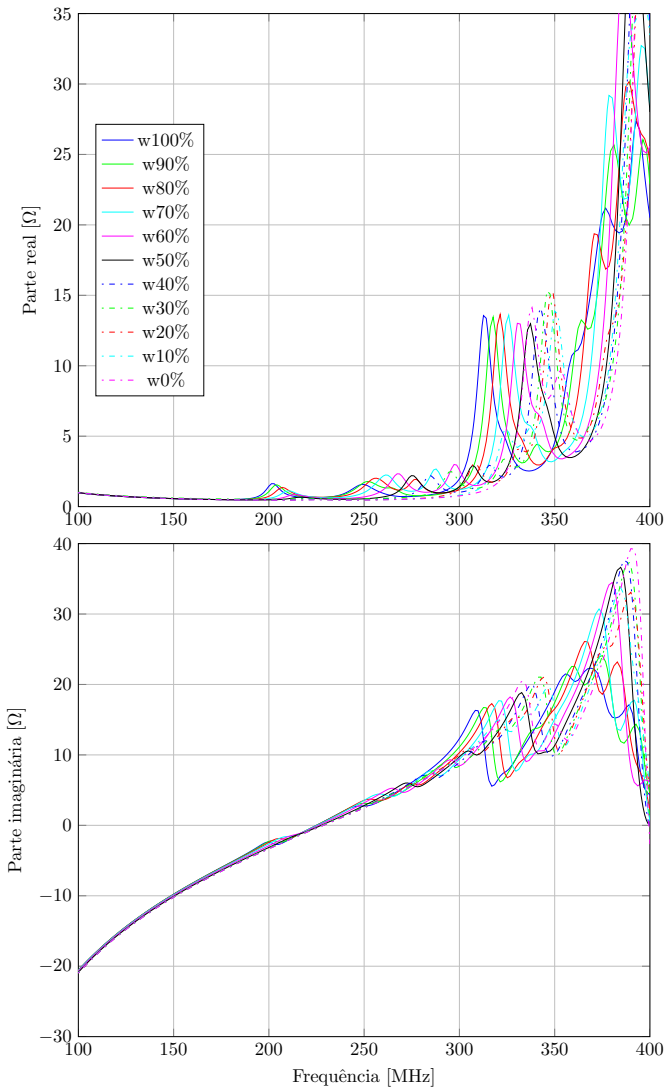


Figura 4.3: Impedância da porta 1.



**Figura 4.4:** Impedância da porta 2.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

Relacionando as equações (4.1) e (4.2) pode-se determinar o valor da capacitância  $C$  em função da variação da permissividade relativa da mistura  $\varepsilon_m$  que por sua vez varia de acordo com a porcentagem de água presente na mistura, como ilustrado na equação (4.3).

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{11,3846c}{2\sqrt{\varepsilon_m}} \rightarrow C = \frac{\varepsilon_m}{L} \left( \frac{1}{11,3846c\pi} \right)^2 \quad (4.3)$$

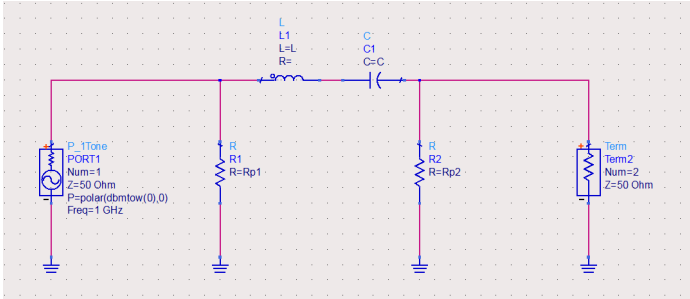
Isolando  $\varepsilon_m$  na equação (4.1) chega-se a equação (4.4) que pode ser utilizada para encontrar os valores da permissividade relativa em função da frequência de ressonância obtida para cada fração de água.

$$\varepsilon_m = \left( \frac{11,3846c}{2f_r} \right)^2 \quad (4.4)$$

O modelo representativo das propriedades elétricas da cavidade ressonante pra o primeiro modo foi então elaborado através de um circuito ressonante RLC em série, cujas perdas associadas às portas da cavidade e às paredes metálicas do sensor são representadas por resistores em paralelo com as impedâncias dos módulos de geração e recepção do sinal que atravessa a cavidade ressonante.

O circuito ressonante é composto por um indutor  $L = 80 \text{ nH}$ , cujo valor foi definido de forma empírica, ligado em série a um capacitor de capacitância variável  $C$  dada pela equação (4.3). As perdas associadas são representadas pelos resistores  $R_{p1}$  e  $R_{p2}$ . O circuito ressonante com as perdas associadas é terminado em um lado por uma fonte de tensão  $V_s$  com uma impedância interna de  $Z_s = 50 \Omega$  utilizada para representar o emissor de RF e por outro lado por uma impedância de carga  $Z_L = 50 \Omega$ , que representa o receptor do sinal de RF. Um esquema do circuito implementado no ambiente de simulação do software ADS pode ser visto na Figura 4.5.

O deslocamento em frequência do primeiro pico de ressonância em função da fração de água assim como a atenuação do sinal estão expostos na Figura 4.6. Para estes valores pontuais de frequência a parte real e imaginária das impedâncias equivalentes de cada uma das portas da cavidade variam conforme a Figura 4.7. Utilizando a equação (4.4) foram obtidos os valores de  $\varepsilon_m$  que podem ser vistos na Figura 4.8. Como pode ser observado no gráfico de permissividade, quando o



**Figura 4.5:** Modelo representativo das propriedades elétricas do sensor eletromagnético de cavidade ressonante no ambiente de simulação do *software* ADS.

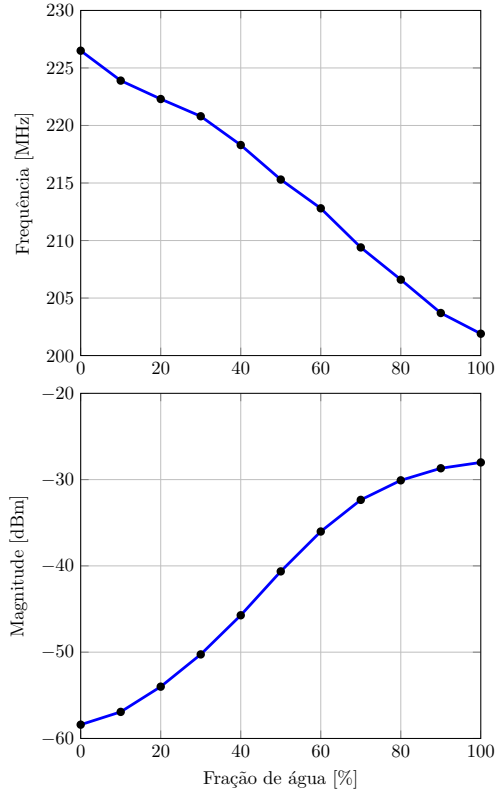
sensor está com 0% de água o valor está em torno de 57. Isso porque o sensor é formado por uma cavidade que é a parte fixa, que permanece o tempo todo preenchida com água e ainda por outra parte que é variável contendo a composição da mistura.

Na Figura 4.9 podem-se observar os valores da impedância equivalente do sensor em conjunto com os módulos de emissão e de recepção do sinal eletromagnético e de forma análoga através do modelo RLC que representa as propriedades elétricas do sensor.

As impedâncias equivalentes do sensor apresentam parte real e imaginária. Desta forma, a fim de aumentar a fidelidade do modelo RLC, foi calculada a impedância equivalente do circuito com o objetivo de encontrar os valores de  $Rp1$  e  $Rp2$  que satisfazem à parte real da impedância equivalente complexa da cavidade ressonante.

Teoricamente, a cavidade ressonante deve apresentar um comportamento simétrico visto que as antenas estão posicionadas na parte central das laterais do cilindro no mesmo sentido e em direções opostas. No entanto, como pode ser observado através da Figura 4.2, as reflexões em cada porta são distintas e, desta forma, as impedâncias equivalentes em cada porta também o são. No entanto, a fim de simplificar os cálculos e ter um modelo coerente com a teoria, foi considerado que  $Rp1 = Rp2 = R$  e a impedância equivalente do circuito foi calculada em função da variação da capacitância  $C$ , que por sua vez varia em função da permissividade do meio que é distinta para cada fração de água.

A impedância equivalente  $Z_{eqM}P1 = Z_{eqM}P2 = Z_{eqM}$ , considerando que  $Z_S = Z_L = 50 \Omega$  é dada por

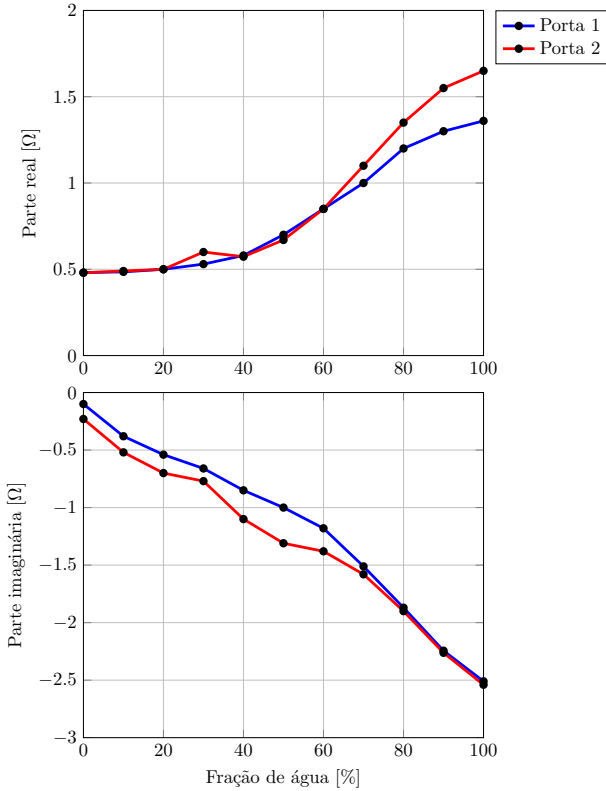


**Figura 4.6:** Deslocamento em frequência do primeiro modo ressonante em função da fração de água.

$$\begin{aligned}
 Z_{eqM} &= \frac{BR^2 + B^2R + RA^2}{R^2 + 2BR + B^2 + A^2} + \frac{R^2A + RAB}{R^2 + 2BR + B^2 + A^2}j \\
 Z_{eq} &= Re_{qM} + X_{eqM}j
 \end{aligned}
 \tag{4.5}$$

onde  $B = (50R)/(50 + R)$  corresponde ao cálculo da associação em paralelo entre  $R$  e a impedância de  $50 \Omega$ ,  $A = (\omega L - 1/\omega C)$  corresponde ao cálculo da associação em série entre o indutor  $L$  e o capacitor  $C$ , sendo  $Re_{qM}$  igual à parte real e  $X_{eqM}$  a parte imaginária da impedância equivalente do modelo.

Igualando-se a parte real  $Re_{qM}$  de (4.5) com o valor médio  $Re_{qS}$



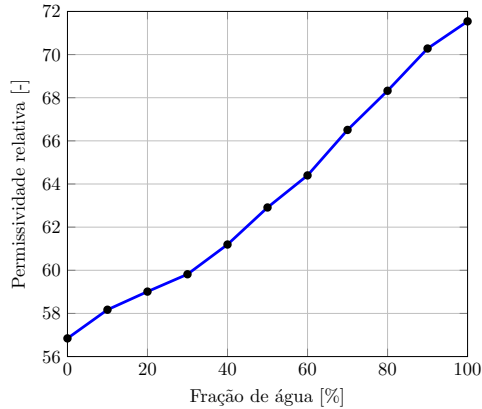
**Figura 4.7:** Variação das impedâncias de entrada em função da fração de água.

correspondente à média entre as partes reais das impedâncias equivalentes do sensor  $Z_{eqSP1}$  e  $Z_{eqSP2}$  extraídas das Figuras 4.3 e 4.4 respectivamente, chega-se à equação de quarta ordem em função de  $R$  dada por

$$\begin{aligned}
 (50 - Re_{qS})R^4 & + (5000 + A^2 - 200Re_{qS})R^3 + \\
 (100A^2 - 10000Re_{qS}A^2)R^2 & + (2500A^2 - 100A^2Re_{qS})R - \\
 2500Re_{qS}A^2 & = 0
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

A parte imaginária, contudo, depende da disposição dos campos eletromagnéticos dentro da cavidade e, com isso, o circuito RLC





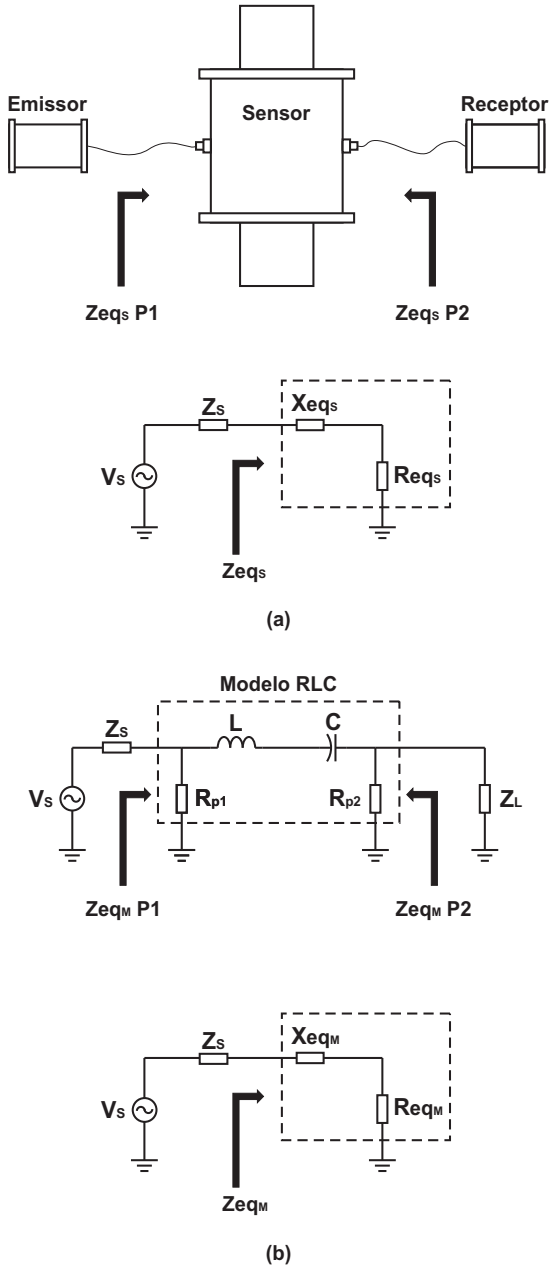
**Figura 4.8:** Variação da permissividade da mistura em função da fração de água.

consegue apenas variar o parâmetro  $C$  do capacitor com base na permissividade do meio obtida através da equação (4.4), não sendo possível, portanto, ter um valor com boa exatidão.

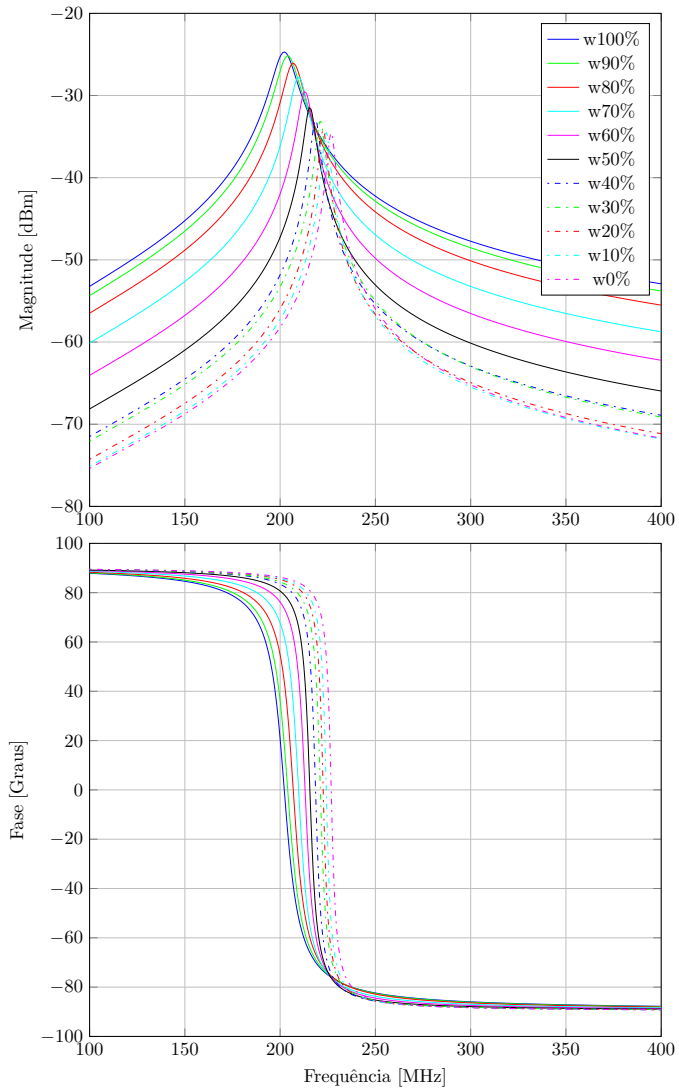
Assim, para validar o modelo da cavidade ressonante foram realizadas 11 simulações do circuito implementado, uma para cada fração de água, com base nos valores de  $\varepsilon_m$  (Figura 4.8) cuja variação faz com que a capacitância  $C$  do circuito varie conforme a equação 4.3 e ainda com base nos valores de  $R$  calculados para cada fração de água.

Na Figura 4.10 são mostradas as magnitudes e fases do parâmetro  $S_{21}$  para as 11 curvas referente às frações de água simuladas no modelo RLC da cavidade ressonante. Na Figura 4.11 é feita uma comparação entre os valores do deslocamento da frequência de ressonância e a atenuação do sinal do parâmetro  $S_{21}$  utilizando os dados reais do sensor e o modelo simulado da cavidade ressonante.

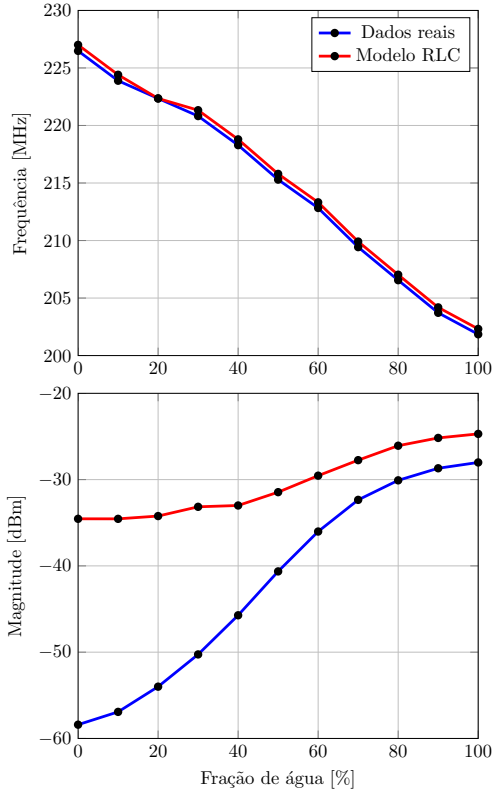
Comparando as Figuras 4.1 e 4.10 percebe-se que há uma semelhança entre os dados reais e o modelo RLC implementado em relação ao comportamento do primeiro modo ressonante, enquanto que os demais modos não são suportados pelo modelo. Portanto é importante notar que a concepção de um modelo que levasse em consideração o comportamento dos demais modos ressonantes deve apresentar uma maior complexidade o que de fato torna-se desnecessário, visto que o objetivo central é analisar o comportamento apenas do primeiro modo ressonante, o que de fato pode ser assegurado pelo modelo implementado. Os resultados do modelo e dos dados reais do sensor expostos na



**Figura 4.9:** Impedância equivalente  $Z_{eqs}P1$  (na porta 1) e  $Z_{eqs}P2$  (na porta 2) do sensor de cavidade ressonante e do modelo RLC  $Z_{eqM}P1$  (porta 1) e  $Z_{eqM}P2$  (porta 2).



**Figura 4.10:** Medida de magnitude e fase do parâmetro  $S_{21}$  do modelo RLC da cavidade ressonante.



**Figura 4.11:** Comparação entre os valores reais do parâmetro  $S_{21}$  e os valores simulados através do modelo RLC da cavidade ressonante exposto na Figura 4.5.

Figura 4.11 são semelhantes. Contudo, na medida em que a fração de água é reduzida dentro do sensor, os dados referentes à atenuação do sinal apresentam uma divergência um pouco maior, o que não ocorre com os dados de frequência, que permanecem com uma alta correlação com os dados reais do sensor.

Percebe-se através do gráfico de atenuação que, tanto para o modelo quanto para os dados reais do sensor, o sinal sofre uma gradativa atenuação, o que reduz o fator de qualidade do pico do primeiro modo ressonante. Os dados reais do sensor mostram que em baixas frequências o pico do primeiro modo ressonante praticamente desaparece. Desta forma, o fator de qualidade também é reduzido e a primeira

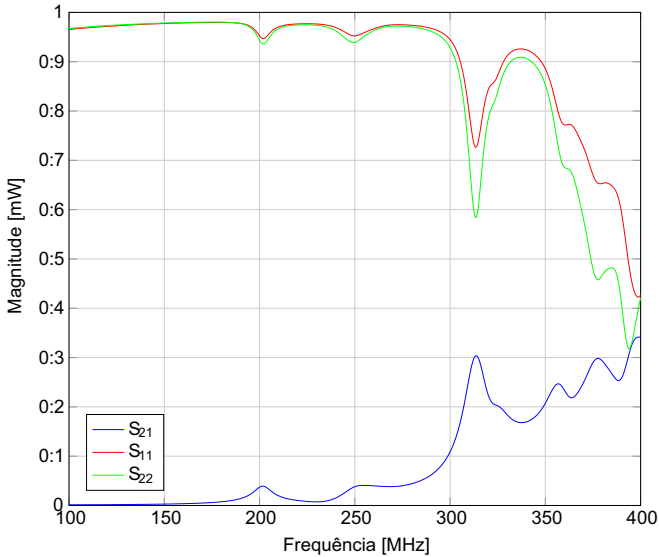
ressonância torna-se cada vez mais ruidosa e inadequada para ser utilizada como parâmetro de medição, uma vez que quanto menor o fator de qualidade, maior são as incertezas que podem ocorrer na identificação do primeiro pico de ressonância. Este comportamento ocorre principalmente devido à diferença entre as impedâncias dos módulos de geração e recepção de sinais que é de  $50 \Omega$  e as impedâncias de entrada dos acoplamentos da cavidade ressonante que, como visto por meio da Figura 4.7 apresentam parte real entre  $0.5$  e  $2 \Omega$  na faixa de operação do sensor entre  $200$  e  $230$  MHz, o que gera uma diferença grande entre as impedâncias. Nessa mesma faixa de operação, como pode ser constatado através da Figura 4.2, percebe-se que o sinal é refletido com bastante intensidade em ambas as portas.

A fim de estudar melhor os efeitos causados pela diferença que existe entre as impedâncias de entrada da cavidade ressonante e os meios de geração e recepção do sinal de RF, na seção seguinte serão analisados os conceitos acerca do casamento das impedâncias que pode ser implementado a fim de obter uma melhora na qualidade do sinal que é utilizado como parâmetro de medição do sensor.

## 4.2 Casamento das impedâncias

### 4.2.1 Análise das impedâncias de entrada

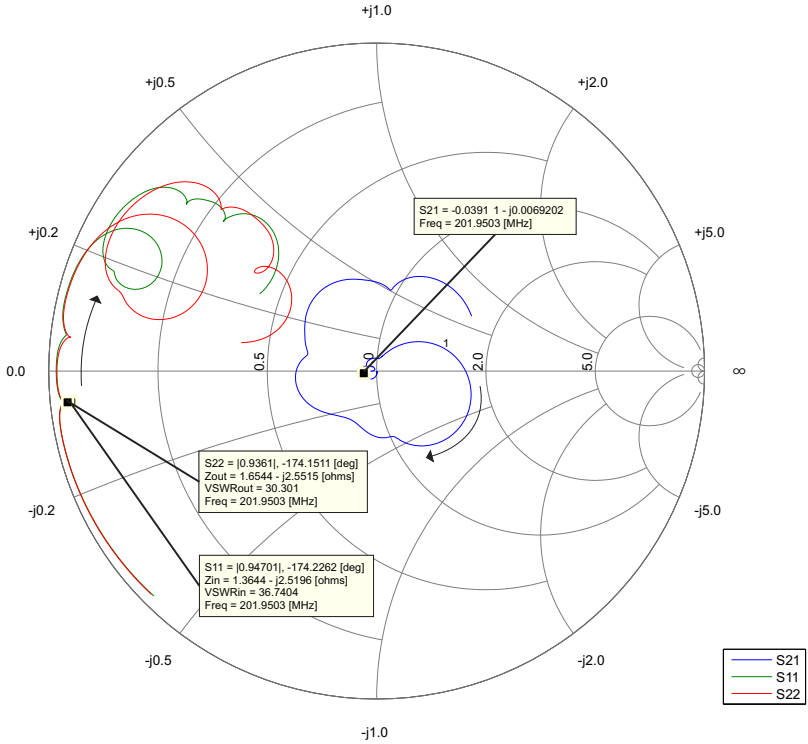
Para uma melhor visualização da necessidade de casar as impedâncias de entrada da cavidade ressonante com as impedâncias dos meios de emissão e de recepção do sinal de RF, nas Figuras 4.12 e 4.13 estão ilustrados os gráficos da magnitude linear e a Carta de Smith dos parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  para uma fração de 100% de água. Na Figura 4.12 é perceptível que para a primeira ressonância, em torno de  $200$  MHz, pouca potência está sendo transmitida através da cavidade ressonante, enquanto que para os demais modos ressonantes, as reflexões são menores. Em um caso ideal, a reflexão do sinal em ambas as portas deveria ser mínima enquanto que a transmissão do sinal da porta 1 para a porta 2 deveria ser máxima. Portanto, de acordo com as equações (2.35) a (2.38), os coeficientes de reflexão  $S_{11}$  e  $S_{22}$  deveriam apresentar um vale de ressonância próximo de zero, ou seja,  $b_1 \approx 0$  quando  $a_2 = 0$  e  $b_2 \approx 0$  quando  $a_1 = 0$ , enquanto que o coeficiente de transmissão  $S_{21}$  deveria apresentar um pico de ressonância próximo ao unitário, ou seja,  $b_2 \approx a_1$  quando  $a_2 = 0$ . Desta forma, a magnitude do sinal transmitido da porta 1 para a porta 2 seria máxima. Este comportamento do sensor se mantém para as demais curvas e na me-



**Figura 4.12:** Magnitude linear dos parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  para 100% de água.

dida em que a fração de água dentro do duto de escoamento do sensor vai reduzindo, a atenuação do sinal é intensificada e uma parcela ainda maior é refletida.

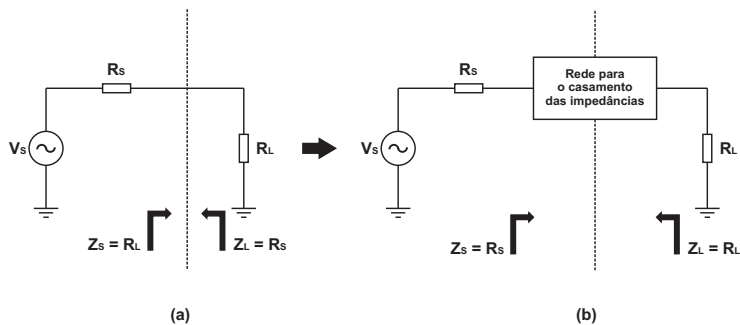
Outra forma de analisar a necessidade do casamento entre as impedâncias é por meio da Carta de Smith. A Carta de Smith é uma representação gráfica da propriedade de transformação de impedância de um comprimento de linha de transmissão. De forma simplificada, a Carta de Smith é formada por duas famílias de círculos. Uma das famílias representa os valores constantes da parte resistiva da impedância normalizada  $r = R/Z_0$  onde  $Z_0$  é o valor de maior impedância. A outra família representa os valores constantes da parte reativa da impedância normalizada  $x = X/Z_0$ . Os círculos da parte resistiva encontram-se centralizados sobre o eixo das abscissas e tangenciam-se em um dos lados aumentando gradativamente o seu raio até o limite do círculo unitário, enquanto que os círculos da parte reativa cortam ortogonalmente os círculos da parte resistiva e encontram-se centralizados sobre o eixo das ordenadas que limita o círculo unitário maior. Para maiores informações a respeito da construção da Carta de Smith, as referências [13] e [15] podem ser consultadas.



**Figura 4.13:** Parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  representados na Carta de Smith para 100% de água. As flechas indicam o sentido crescente da variação de frequência.

Todos os valores do coeficiente de reflexão encontram-se dentro do círculo unitário no plano do coeficiente de reflexão, já que  $|\Gamma| \leq 1$ . Além disso como visto nas equações (2.39) a (2.42), cada valor de  $\Gamma$  especifica um valor de impedância.

Portanto, através da representação dos parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  na Carta de Smith exposta na Figura 4.13 percebe-se que os coeficientes de reflexão nas portas 1 e 2 ( $S_{11}$  e  $S_{22}$  respectivamente) apresentam valores muito próximos dos limites do círculo unitário na faixa de operação do instrumento onde ocorre a primeira ressonância (entre 200 e 250 MHz), enquanto que o coeficiente de transmissão da porta 1 para a porta 2 (parâmetro  $S_{21}$ ) apresenta valores próximos ao centro do círculo unitário. O parâmetro  $S_{12}$  comporta-se da mesma forma devido



**Figura 4.14:** Princípio de funcionamento das redes adaptadoras de impedâncias, (a) impedâncias “enxergadas” antes da adaptação e (b) impedâncias “enxergadas” após a adaptação.

à simetria da junção. Como pode ser observado nos balões de informação da Figura 4.13 na frequência do primeiro modo ressonante em aproximadamente 201,9 MHz as impedâncias de entrada apresentam valores entre 1 e 1,6  $\Omega$ , ou seja, há uma grande diferença em relação à impedância de 50  $\Omega$  da fonte.

De acordo com as equações (2.41) a (2.44) para um caso ideal, o sensor deveria se comportar de forma oposta, com os coeficientes de reflexão próximos de zero (centro do círculo unitário) e os coeficientes de transmissão próximos do valor unitário (limites do círculo unitário). Neste caso  $Z_1 \approx Z_{01}$  e  $Z_2 \approx Z_{02}$  (ver figura 2.7).

## 4.2.2 Técnicas para o casamento de impedâncias

Como visto no capítulo 2 através das equações (2.5) a (2.8) em um circuito ressonante RLC em série, a *máxima transferência de potência* ocorre quando a impedância da carga é igual ao complexo conjugado da impedância da fonte, ou seja, quando as impedâncias apresentam mesma parte real e reatâncias opostas. Isso ocorre em determinadas frequências chamadas de “frequência de ressonância”. No entanto, devido às perdas inerentes do circuito, parte dessa energia não é transmitida.

Para ilustrar de forma simples a máxima transferência de potência, pode-se analisar a transferência de potência em um circuito puramente resistivo como pode ser visto na Figura 4.14.

No exemplo da Figura 4.14 deseja-se fazer com que a impedância da fonte  $Z_S$  “enxergue” uma impedância total igual ao seu próprio valor,



ou seja,  $Z_S = R_S$ . Considerando que  $V_S$  seja a tensão sobre a carga  $R_S$  e que  $V_L$  seja a tensão sobre a carga  $R_L$ , tem-se que

$$V_L = \left( \frac{R_L}{R_S + R_L} \right) V_S \quad (4.7)$$

A potência sobre a carga  $R_L$  é dada por

$$P_{R_L} = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{V_S^2 R_L}{(R_S + R_L)^2} \quad (4.8)$$

Tomando a variação da potência em função da carga, quando  $d(P_{R_L})/d(R_L) = 0$  obtém-se a máxima transferência de potência, desta forma derivando a equação (4.8) em função de  $R_L$  tem-se que

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L} = \frac{V_S^2 [(R_S + R_L)^2 - 2(R_S + R_L)R_L]}{(R_S + R_L)^4} = 0 \rightarrow R_S = R_L \quad (4.9)$$

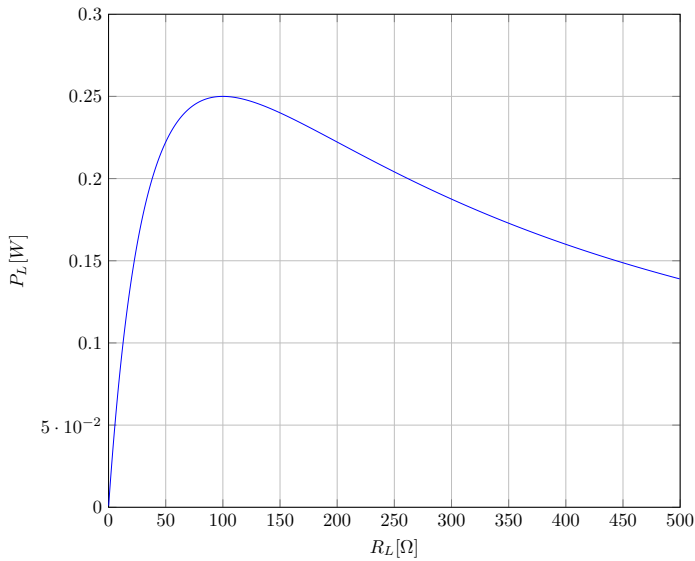
Logo, considerando  $V_S = 10 \text{ V}$ ,  $R_S = 100 \text{ } \Omega$  e  $R_L = 10 \text{ } \Omega$ , variando o valor de  $R_L$  entre 0 e 10000  $\Omega$ , pode-se observar através do gráfico da Figura 4.15 que, quando  $R_L = R_S = 100 \text{ } \Omega$ , tem-se a máxima transferência de potência no circuito igual a 0,25 Watts.

Caso as impedâncias do circuito não estejam casadas, isto é, apresentem valores distintos, boa parte do sinal transmitido na frequência de ressonância, será atenuada, reduzindo o fator de qualidade  $Q$  do circuito, fato que pode ser constatado através dos gráficos de magnitude dos parâmetros  $S_{21}$  correspondentes ao caso real e ao modelo RLC da cavidade ressonante expostos nas Figuras 4.1 e 4.10 respectivamente.

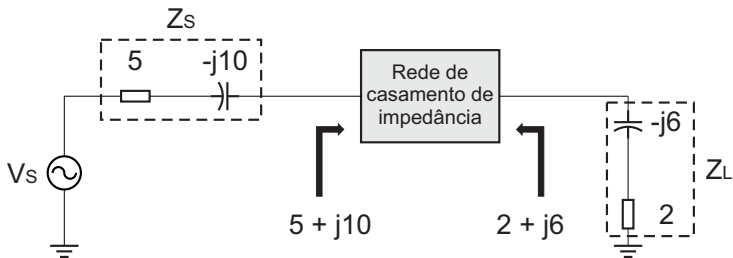
Uma das formas de fazer com que em uma determinada frequência haja uma máxima transferência de potência é através de técnicas utilizadas para realizar o casamento entre as impedâncias de duas cargas distintas. A maioria das técnicas utiliza redes de elementos passivos contendo indutores e capacitores a fim de fazer com que a impedância da fonte “enxergue” a impedância da carga como o seu conjugado complexo de forma que a máxima energia possa ser transferida para a carga.

Na prática a maioria das impedâncias apresentam cargas reativas, desta forma, para ilustrar o funcionamento das redes adaptadoras de impedâncias formadas por elementos passivos, far-se-á o projeto de adaptação entre duas cargas reativas distintas como ilustrado no exemplo didático da Figura 4.16.

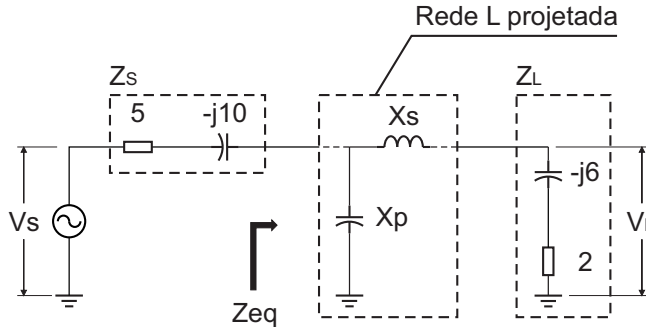
Com base nesse princípio percebe-se que, por tratar-se de cargas reativas, ou seja, que são dependentes da frequência, o casamento entre



**Figura 4.15:** Transferência de potência em função da variação da carga  $R_L$ .



**Figura 4.16:** Adaptação da impedância (casamento de impedância) da fonte  $Z_S$  e da carga  $Z_L$  do circuito para se obter máxima transferência de potência até a carga (adaptado de [10]).



**Figura 4.17:** Projeto da rede L para o casamento entre as impedâncias da fonte  $Z_s$  e da carga  $Z_L$  baseado no cálculo de  $Z_{eq}$ .

as impedâncias ocorrerá apenas em uma única frequência, isto é, na frequência na qual as reatâncias se cancelam e a ressonância ocorre, enquanto que nas demais frequências a adaptação torna-se progressivamente menos eficiente até o ponto onde não surte mais efeito, o que limita a sua utilização em circuitos de banda larga nos quais a adaptação deve ser efetiva em uma determinada banda passante. Portanto, torna-se necessário a utilização de métodos capazes de efetuar o casamento em uma faixa de frequência maior.

Tomando por base inicialmente o conceito fundamental do casamento de impedâncias, pode-se elaborar o projeto de filtros denominados de “Redes em L”, como ilustrado na Figura 4.17, sendo este o caso mais simples de implementação [10].

A denominação “Redes em L” faz jus à orientação espacial dos componentes que lembra o formato da letra “L” invertida. Existem 4 formas de redes que podem ser filtros do tipo passa-baixas e passa-altas com alternâncias entre os elementos (capacitor e indutor). Estes podem estar ligados em série ou em paralelo com a carga a ser casada. Desta forma, se um capacitor for ligado em paralelo com a impedância da carga, a base do “L” deve manter-se em série com a impedância da fonte e vice-versa.

A função do elemento em paralelo, também chamado de elemento “shunt”, da rede projetada é transformar uma alta impedância em uma baixa impedância cuja parte real iguala-se à parte real da carga oposta. O elemento em série, por sua vez, deve interagir com a carga a fim de cancelar a carga reativa total do circuito, fazendo com que a carga que se deseja casar “enxergue” uma impedância igual ao seu próprio valor

assegurando, com isso, que haja uma máxima transferência de potência de uma porta a outra do circuito.

Existem basicamente duas abordagens ao tratar-se de cargas reativas. A primeira delas é através do método da absorção. Neste método, elementos capacitores são postos em paralelo com cargas capacitivas enquanto que elementos indutores são postos em série com cargas indutivas. A carga reativa a ser casada é subtraída da carga reativa do elemento, que foi calculada levando-se em consideração apenas as cargas resistivas, resultando em um novo elemento cujo valor é menor do que o valor do elemento previamente calculado.

A segunda abordagem utiliza o método da ressonância, que consiste simplesmente em alocar um elemento oposto em paralelo ou em série com a carga de tal forma que ambos se cancelem na frequência de ressonância.

Ambas as abordagens podem ser utilizadas juntas dependendo do caso, no entanto, em ambos os casos, deve-se em primeiro lugar projetar a rede considerando apenas o casamento entre as cargas resistivas e em seguida utilizar a abordagem mais adequada para casar a carga reativa.

Antes de aplicar as abordagens descritas acima, será feito o projeto da rede em L baseado na impedância equivalente  $Z_{eq}$  vista pela fonte para o exemplo da Figura 4.17.

Deseja-se fazer com que a impedância da fonte  $Z_S = 5 - j10 \Omega$  “enxergue” uma impedância total igual ao conjugado complexo do seu próprio valor, ou seja,  $Z_S = 5 + j10 \Omega$ , para uma frequência de ressonância  $f_0 = 100$  MHz. As reatâncias negativas de  $Z_S$  e de  $Z_L$  são representadas por capacitores que, considerando a frequência de 100 MHz, apresentam valores iguais a  $C_S = 159,15$  pF e  $C_L = 265,26$  pF. Percebe-se que a parte resistiva da impedância da fonte é maior do que a parte resistiva da impedância da carga a ser casada. Neste caso, o elemento *shunt* da rede L deve estar em paralelo com a impedância da fonte a fim de reduzir a parte resistiva até o valor da parte resistiva da impedância da carga. Assim, o elemento em série da rede deve ressonar com o elemento em série da carga de tal forma que a impedância “enxergada” pela fonte seja igual ao seu complexo conjugado.

Na Figura 4.17 é mostrada a inserção da rede de casamento de impedância no circuito. O elemento em paralelo com a impedância da fonte, com reatância dada por  $X_p$ , deve ser um elemento capacitivo enquanto que o elemento em série com a impedância da carga, com reatância dada por  $X_s$ , deve ser um elemento indutivo. A escolha do elemento indutivo em série é devido ao fato de que a impedância da carga apresenta parte reativa negativa e, com isso, para que ela se

cancele na ressonância, utiliza-se a abordagem da ressonância alocando-se um elemento reativo indutivo em série para cancelar a parte reativa da carga.

O cálculo da impedância equivalente  $Z_{eq}$  como ilustrado na Figura 4.17 resulta em

$$Z_{eq} = \left( \frac{2X_p X_s - 12X_p - 2X_p(X_s - X_p - 6)}{4 + (X_s - X_p - 6)^2} \right) + \left( \frac{-4X_p - (X_s - X_p - 6)(X_p X_s - 6X_p)}{4 + (X_s - X_p - 6)^2} \right) j \quad (4.10)$$

Igualando as partes real e imaginária da equação (4.10) às partes real e imaginária do conjugado complexo da impedância da fonte  $Z_S = 5 + j10 \Omega$  chega-se ao seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} 2X_p X_s - 12X_p - 2X_p(X_s - X_p - 6) = 5(4 + (X_s - X_p - 6)^2) \\ -4X_p - (X_s - X_p - 6)(X_p X_s - 6X_p) = 10(4 + (X_s - X_p - 6)^2) \end{cases} \quad (4.11)$$

O sistema de equações (4.11) possui duas soluções reais:  $X_p = -4,63$  e  $17,9$  e  $X_s = -0,78$  e  $12,78$ . Considerando apenas os valores positivos da solução, chega-se aos valores do capacitor em paralelo  $C_p = 88,42 \text{ pF}$  e do indutor em série  $L_s = 20,34 \text{ nH}$ .

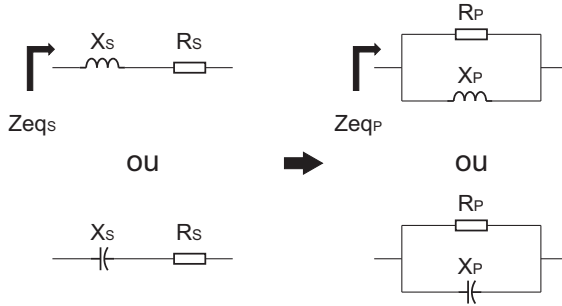
Na medida em que mais redes em L são postas em cascata a fim de obter uma maior largura de banda, o equacionamento se torna mais complexo e de uma forma mais simplificada pode-se projetar as redes com base no cálculo do fator de qualidade do circuito.

Como foi descrito no capítulo 2, o fator de qualidade em um circuito ressonante é dado pela relação entre a energia total armazenada e a energia dissipada. Também foi visto que estes valores representam a medida da seletividade do circuito e pode ainda ser definido como a relação entre a frequência de ressonância  $f_0$  e a largura de banda  $BW_{3dB}$  que é calculada 3 dB abaixo do valor da magnitude do sinal como na equação (4.12).

$$Q = \frac{f_0}{BW_{3dB}} \quad (4.12)$$

Como foi visto no capítulo 2, o fator de qualidade resultante de um circuito em paralelo é dado por

$$Q_p = \frac{C}{B} = \frac{1/R_p}{1/X_p} = \frac{R_p}{X_p} \quad (4.13)$$



**Figura 4.18:** Transformação de uma impedância em série para a mesma impedância em paralelo.

Igualando a impedância equivalente dos elementos ligados em série  $Z_{eqS}$  à impedância equivalente dos elementos ligados em paralelo  $Z_{eqP}$  e ainda, levando em consideração a equação (4.13), pode-se utilizar uma transformação série-paralelo para encontrar os valores dos elementos em série e em paralelo de forma prática, como ilustrado na Figura 4.18.

Assim, tem-se que

$$\begin{aligned} Z_{eqS} &= R_S + jX_S \\ Z_{eqP} &= \frac{R_P jX_P}{R_P + jX_P} \end{aligned} \quad (4.14)$$

igualando-se as impedâncias, encontra-se

$$\begin{aligned} Z_{eqS} &= Z_{eqP} \\ R_S &= \frac{R_P X_P^2}{R_P^2 + X_P^2} \\ X_S &= \frac{R_P^2 X_P}{R_P^2 + X_P^2} \end{aligned} \quad (4.15)$$

e, portanto, considerando que na ressonância  $Q_P = Q_S = Q$ , chega-se as seguintes relações:

$$Q = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \quad (4.16)$$

$$X_S = QR_S \quad (4.17)$$

$$X_P = \frac{R_P}{Q} \quad (4.18)$$

onde  $Q$  é o fator de qualidade do circuito, calculado com base na relação das cargas que se deseja efetuar o casamento de impedâncias,  $X_S$  é a reatância que deve ser alocada em série com a carga de menor valor  $R_S = R_{menor}$  enquanto que  $X_P$  é a reatância que deve ser alocada em paralelo com a carga de maior valor  $R_P = R_{maior}$ .

Voltando ao exemplo da Figura 4.16, pode-se aplicar o equacionamento descrito acima para o projeto da rede de casamento de impedâncias, que deve apresentar os mesmos resultados obtidos no projeto anterior ilustrado na Figura 4.17.

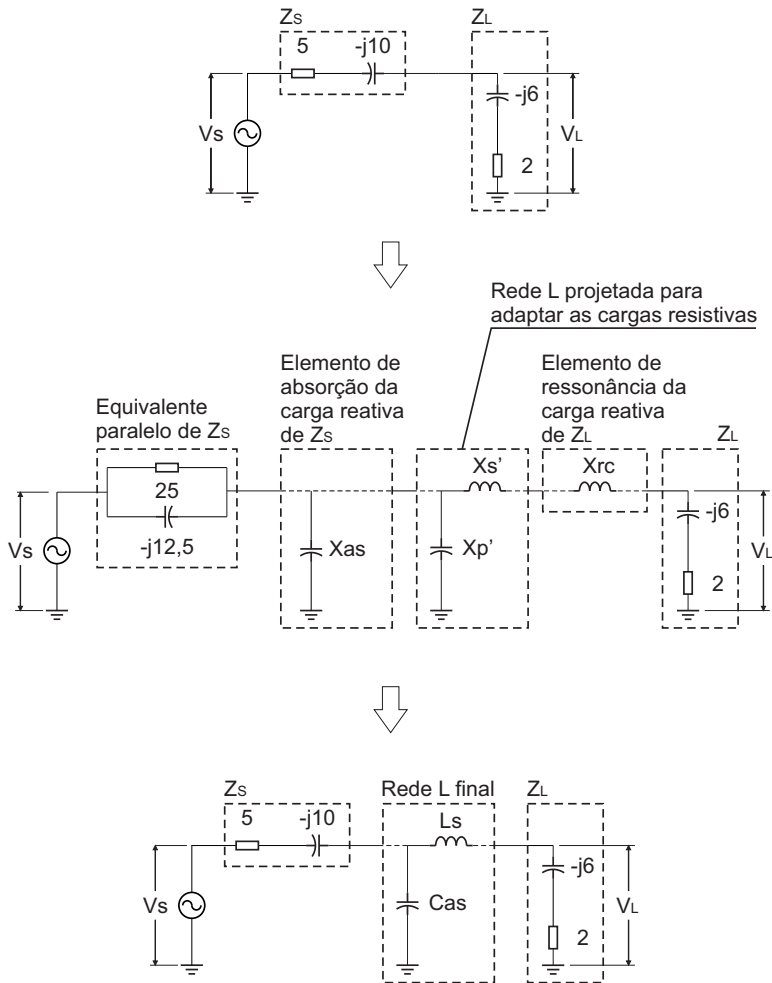
Primeiramente deve-se casar a parte resistiva das impedâncias. Portanto utiliza-se o equacionamento considerando apenas o casamento entre  $R_S = 5 \Omega$  e  $R_L = 2 \Omega$ . Neste momento deve-se analisar o circuito em etapas. Como  $R_S > R_L$ , deve-se utilizar uma rede L do tipo passa-baixas com o elemento *shunt* em paralelo com  $Z_S$  e o outro elemento em série com  $Z_L$ . Em seguida, determinam-se as abordagens que serão utilizadas para fazer o casamento da parte reativa. Para a parte reativa de  $Z_L$ , pode-se utilizar a abordagem de ressonância alocando portanto um indutor no elemento em série da rede. Desta forma, o elemento *shunt* deve ser um capacitor. Percebe-se que a parte reativa de  $Z_S$  só poderá ser casada por meio de um elemento de absorção que deve ser um capacitor em paralelo com o elemento *shunt* da rede. Com isso, antes de começar a efetuar os cálculos, é necessário realizar uma transformação série-paralelo na impedância da fonte de tal forma que a carga reativa de  $Z_S$  representada pelo capacitor  $C_S$  e o elemento *shunt* da rede representado pelo capacitor  $C_P$  fiquem alocados em paralelo. Na Figura 4.19 estão ilustradas as etapas do projeto.

Colocando a análise em prática, o primeiro passo é aplicar a transformação série-paralelo em  $Z_S$ . Portanto, isolando  $Q$  em (4.17), tem-se que

$$Q = \frac{X_S}{R_S} = \frac{10}{5} = 2 \quad (4.19)$$

Em seguida, substituindo o valor de  $Q$  em (4.16) e resolvendo

para  $R_P$ , chega-se a



**Figura 4.19:** Projeto da rede L para o casamento entre as impedâncias da fonte  $Z_S$  e da carga  $Z_L$  baseado no cálculo de  $Q$ .

$$R_P = (Q^2 + 1)R_S = (2^2 + 1)5 = 25\Omega \quad (4.20)$$

Por fim o valor encontrado para  $R_P$  é substituído em (4.18) para



encontrar o valor da reatância em paralelo  $X_P$ , o que resulta em

$$X_P = \frac{R_P}{Q} = \frac{25}{2} = -j12,5\Omega \rightarrow C_P = \frac{1}{X_P 2\pi 100 * 10^6} = 127,32pF \quad (4.21)$$

Tendo definido os valores de  $R_P$  e  $C_P$  é implementada a etapa do casamento da parte resistiva das impedâncias. Assim, projeta-se a rede com base nos novos valores de  $R_P = 25 \Omega$  e  $R_L = 2 \Omega$ .

Portanto a rede L projetada para adaptar as partes resistivas será dada por

$$Q = \sqrt{\frac{R_P}{R_L} - 1} = \sqrt{\frac{25}{2} - 1} \approx 3,39 \quad (4.22)$$

$$X'_S = QR_L = 3,39 * 2 \approx j6,78\Omega \rightarrow L'_S = \frac{X'_S}{2\pi 100 * 10^6} = 10,79nH \quad (4.23)$$

$$X'_P = \frac{R_P}{Q} = \frac{25}{3,39} \approx -j7,37\Omega \rightarrow C'_P = \frac{1}{X'_P 2\pi 100 * 10^6} = 215,95pF \quad (4.24)$$

A partir dos valores encontrados para os elementos da rede com base apenas no casamento da parte resistiva das impedâncias, pode-se agora calcular os elementos indutivo  $Lrc$  com reatância igual a  $Xrc = -X_L$  e capacitivo  $Cas$  com reatância igual a  $Xas = -(X'_P X_P)/(X'_P - X_P)$  baseados nas abordagens de ressonância e de absorção respectivamente. Então, para a abordagem de ressonância tem-se que,

$$Xrc = -(-j6) = j6 \rightarrow Lrc = \frac{Xrc}{2\pi 100 * 10^6} = 9,55nH \quad (4.25)$$

Portanto o valor do indutor em série com a impedância da carga será dado por  $L_S = L'_S + Lrc = 10,79 + 9,55 = 20,34nH$ . Para a abordagem de absorção tem-se que,

$$\begin{aligned} Xas &= -\frac{(-j7,37)(-j12,5)}{-j7,37 - (-j12,5)} = -j17,96\Omega \quad (4.26) \\ \rightarrow Cas &= \frac{1}{2\pi 100 * 10^6 Xas} \approx 88,6pF \end{aligned}$$

Os valores encontrados para  $L_S$  e  $Cas$  são aproximadamente iguais aos encontrados no projeto anterior dados por  $Ls$  e  $Cp$ .

Na Figura 4.20 são mostrados os parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{11}$  para as redes projetadas utilizando as duas técnicas: na primeira através do cálculo da impedância equivalente  $Z_{eq}$  e na segunda pelas equações baseadas no cálculo do fator de qualidade  $Q$  por meio da transformação série-paralelo ilustrada na Figura 4.18.

Na Figura 4.21 é ilustrada a parte real e imaginária das impedâncias vistas pelas portas 1 (“vista” por  $Z_S$ ) e 2 (“vista” por  $Z_L$ ) do circuito para ambos os projetos. Percebe-se que em 100 MHz a Porta 01 “enxerga” uma impedância resistiva igual a  $5 \Omega$  enquanto que a Porta 02 “enxerga” uma impedância resistiva igual a  $2 \Omega$ . A parte reativa das impedâncias para ambas as portas na frequência de ressonância é nula. Assim ocorre a máxima transferência de potência da Porta 01 para a Porta 02.

Este conceito básico sobre o casamento de impedâncias por meio de configurações de filtros passa-baixas e passa-altas funciona para uma frequência fixa. Para os casos em que necessita-se casar a impedância em uma faixa de frequência maior, utiliza-se o conceito de resistores virtuais para o projeto de redes L em cascata. Na Figura 4.22 são mostradas as redes em L conectadas através dos resistores virtuais. A máxima largura de banda é obtida quando o resistor virtual  $R$  é calculado como a média geométrica das impedâncias  $R_S$  e  $R_L$  a serem casadas, como na equação (4.27).

$$R = \sqrt{R_S R_L} \quad (4.27)$$

Desta forma, o fator de qualidade da rede é definido como

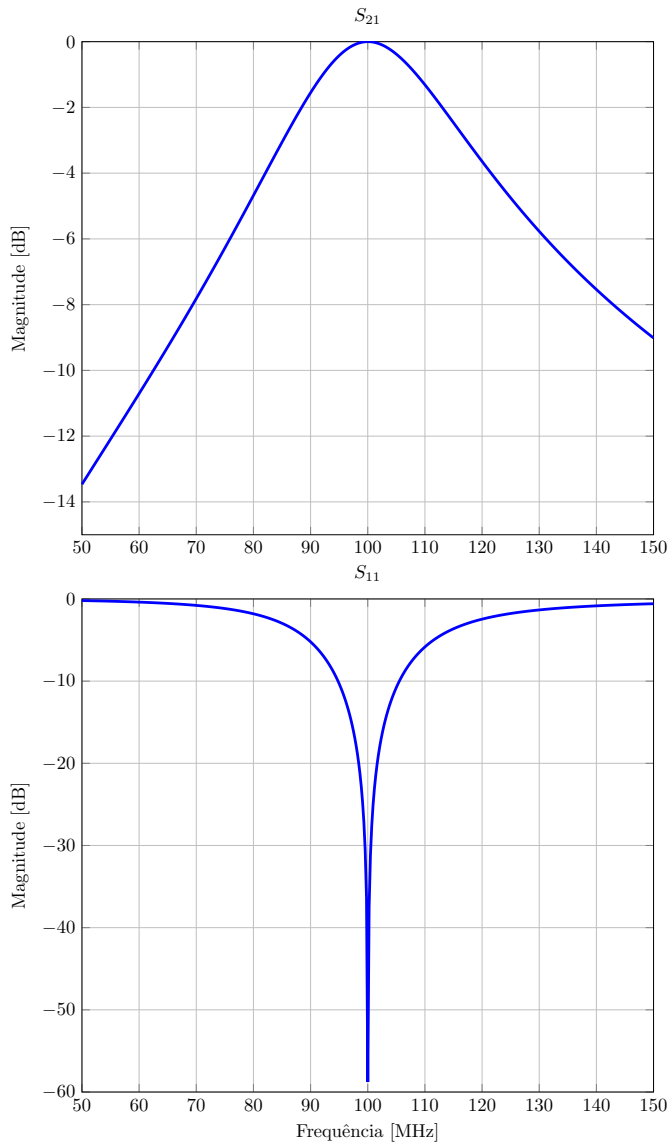
$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{menor}} - 1} = \sqrt{\frac{R_{maior}}{R} - 1} \quad (4.28)$$

Na medida em que mais redes vão sendo inseridas no circuito, novos resistores virtuais devem ser calculados e alocados entre as redes. Para obter um resultado otimizado de banda larga, a relação entre dois sucessivos resistores deve obedecer à seguinte sequência:

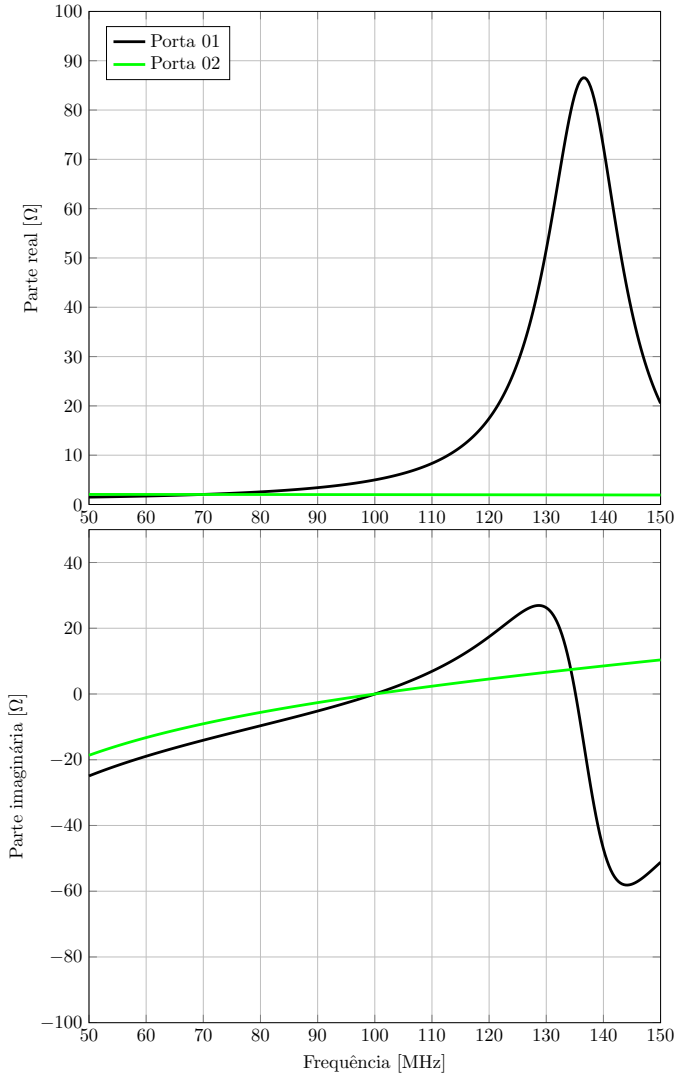
$$\frac{R_1}{R_{menor}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \dots = \frac{R_{maior}}{R_n} \quad (4.29)$$

tal que  $R_{menor} < R_1 < R_2 < R_3 \dots < R_n < R_{maior}$ .

Respeitando a estes critérios, inúmeras configurações de redes podem ser implementadas a fim de prover resultados ótimos.

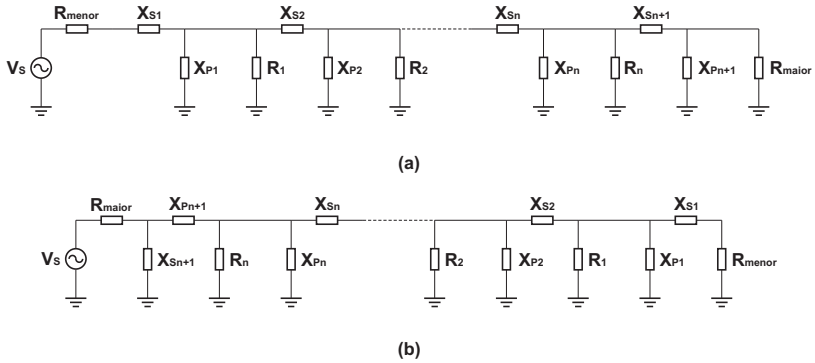


**Figura 4.20:** Parâmetro  $S_{21}$  e  $S_{11}$  calculado com base no cálculo da impedância equivalente  $Z_{eq}$  e do fator de qualidade  $Q$ .



**Figura 4.21:** Impedâncias das portas 1 e 2 após a inserção das redes projetadas com base no cálculo da impedância equivalente  $Z_{eq}$  e no fator de qualidade  $Q$  como ilustrado nas Figuras 4.17 e 4.19 respectivamente.

A próxima seção ilustra a aplicação das técnicas estudadas considerando o casamento entre as impedâncias de entrada do sensor e dos



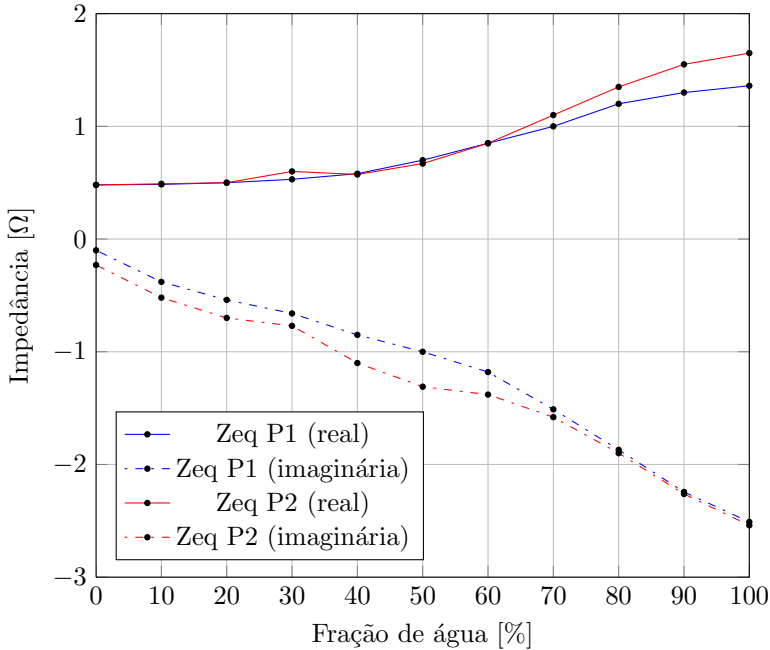
**Figura 4.22:** Conexão em cascata das redes em L por meio de resistores virtuais (a) do menor para o maior e (b) do maior para o menor.

módulos de geração e recepção do sinal de RF. Uma comparação entre as redes projetadas será realizada e os resultados da análise serão expostos.

### 4.2.3 Projeto da rede de casamento de impedâncias para as portas de entrada do sensor

Como foi visto na seção 4.1, teoricamente o sensor de cavidade ressonante pode ser estudado como um quadripolo simétrico cujas propriedades eletromagnéticas são analisadas através da matriz de espalhamento. Próximo da frequência de ressonância, o sensor comporta-se como um circuito ressonante RLC. Como pode ser observado nas Figuras 4.3 e 4.4, as impedâncias equivalentes de cada porta do sensor apresentam uma parte real e uma parte imaginária que variam em função da frequência. No entanto, percebe-se que não há uma total simetria nos valores, ou seja, os valores de reflexão do sinal expostos na Figura 4.2 são distintos para cada porta comprometendo com isso a simetria da matriz de espalhamento. Esta assimetria nas portas pode ser causada por diversos fatores como o mal posicionamento das antenas ou ainda o desnivelamento do sensor na hora de efetuar as medições, fazendo com que a amostra da mistura estática posicione-se de forma irregular dentro do duto.

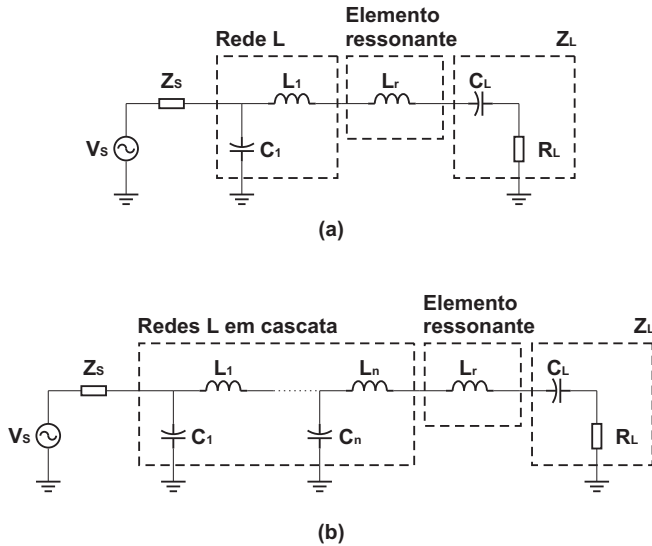
Os valores pontuais da impedância equivalente na frequência do primeiro modo ressonante extraídos dos gráficos das Figuras 4.3 e 4.4 em função da fração de água para as portas 1 e 2 da cavidade res-



**Figura 4.23:** Impedância de entrada das portas 1 e 2 na primeira frequência de ressonância em função da fração de água.

sonante, podem ser observados por meio da Figura 4.23. Percebe-se que os valores da parte real e imaginária de ambas as portas, embora sejam distintos, apresentam uma boa correlação mantendo o princípio de simetria. Portanto, o projeto realizado para uma das portas será equivalente ao da outra.

Com base nestes valores, foram projetadas redes para a adaptação entre as impedâncias equivalentes da cavidade ressonante e dos módulos de emissão e de recepção do sinal para as 11 frequências de ressonância referentes a cada fração de água. Foram utilizadas as técnicas de casamento de impedâncias expostas na seção 4.2.2. Nota-se por meio da Figura 4.23 que a parte imaginária da impedância equivalente de ambas as portas é negativa. Portanto, para efeito de análise, foi considerado para o projeto o casamento entre uma impedância de  $50 \Omega$ , representando a impedância dos meios de emissão e recepção, e a impedância equivalente do sensor com carga resistiva em série com a carga reativa, sendo a parte reativa representada por um capacitor



**Figura 4.24:** Rede adaptadora das impedâncias da fonte  $Z_S$  e da carga  $Z_L$ , composta por apenas uma rede em L (a) ou ainda uma cascata de  $n$  redes em L (b).

devido ao seu valor negativo. Com isso, após o projeto da rede de adaptação considerando apenas a parte real das impedâncias, utilizou-se o método da ressonância, alocando um elemento ressonante indutor  $L_r$  em série com o capacitor  $C_L$  correspondente à impedância equivalente do sensor a fim de ressonar com este, cancelando assim a carga reativa da linha. Na Figura 4.24 é ilustrada a técnica utilizada.

Foram elaboradas redes de adaptação para cada fração de água contendo 1 (Rede 1), 2 (Rede 2), 4 (Rede 4) e 6 (Rede 6) conjuntos de elementos em L compostos por um capacitor em paralelo com a impedância da fonte  $Z_S$  de  $50 \Omega$  e um indutor em série com a impedância da carga  $Z_L$ . Também foram implementadas redes de 1, 2, 4 e 6 conjuntos de elementos em L projetadas com base nos valores médios da parte real e imaginária da impedância da carga e também da frequência de ressonância.

Na seção seguinte serão expostos os principais resultados das redes de adaptação projetadas e as análises mais relevantes obtidas após a sua inserção nas antenas do sensor.

#### 4.2.4 Resultados obtidos

Após o cálculo dos valores dos elementos de cada rede de adaptação, as redes foram simuladas por meio do software ADS. Nas Figuras 4.25, 4.26, 4.27 e 4.28 estão ilustrados os gráficos do parâmetro  $S_{21}$  que é utilizado para extrair os valores da frequência de ressonância do primeiro modo ressonante em função da fração de água para as redes de 1, 2, 4 e 6 conjuntos de elementos respectivamente. Em comparação com a Figura 4.1 percebe-se que em todos os casos o pico de ressonância do primeiro modo ressonante se torna menos atenuado enquanto que os picos dos demais modos de ressonância são atenuados.

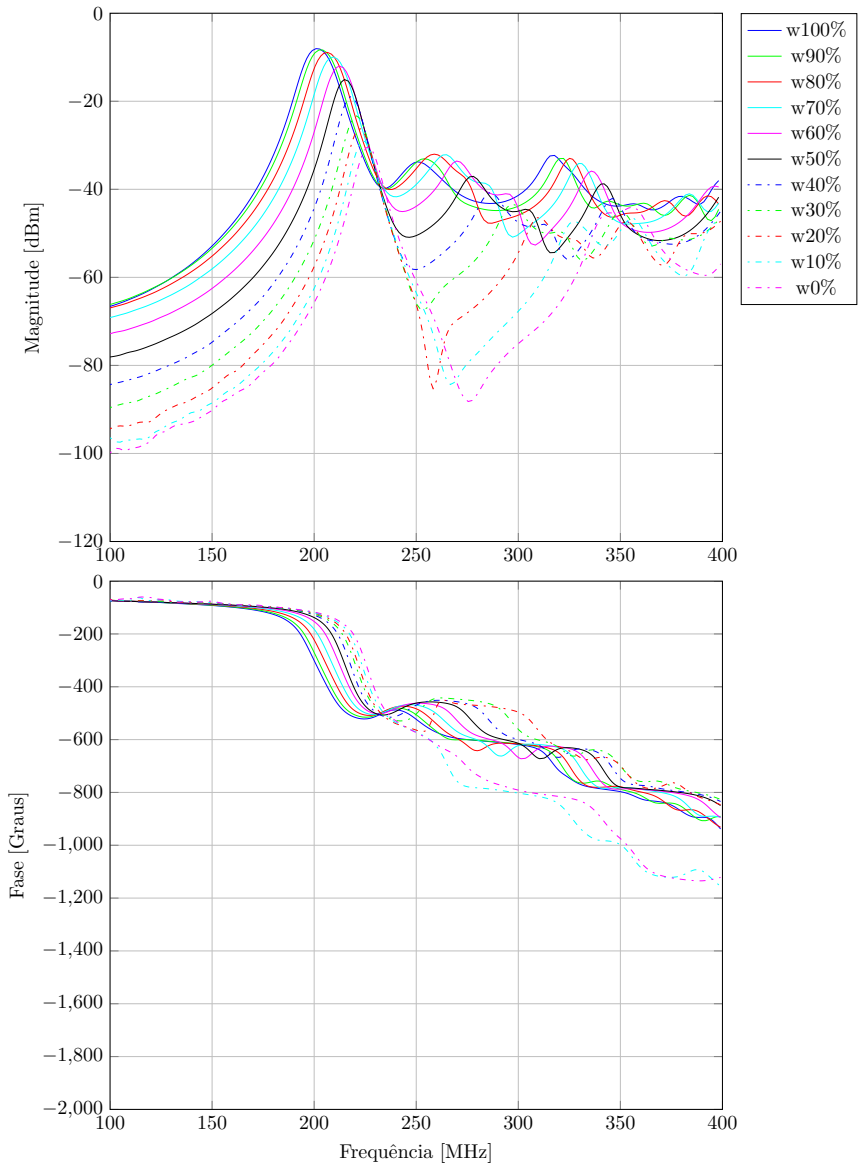
A rede de adaptação composta por apenas um conjunto de elementos (Figura 4.25) apresenta uma forte atenuação para os demais picos. Na medida em que o número de conjunto de elementos aumenta, aumenta também a banda passante na qual a frequência de ressonância do primeiro modo ocorre, desta forma, os picos de ressonância dos demais modos tornam-se menos atenuados como pode ser observado nas Figuras 4.26, 4.27 e 4.28.

Na Figura 4.29 tem-se os valores das frequências do primeiro modo ressonante para todas as redes projetadas em comparação ao caso sem adaptação. Percebe-se que a inserção das redes de adaptação não interfere no comportamento do sensor. Contudo, para as redes baseadas nos valores médios de impedância e de frequência de ressonância existe uma não linearidade nos valores em altas frações de água fazendo com que as curvas não sejam bijetoras. As redes com valores médios com mais de um conjunto de elementos são as que mais se aproximam dos valores das redes pontuais devido a maior banda passante, porém, distanciam-se do comportamento ideal nas extremidades enquanto que, para as frações em torno de 50% as curvas apresentam uma maior correlação derivada do fato de que foram projetadas considerando uma frequência média em torno de 215 MHz. Conclui-se, portanto que os projetos com redes pontuais são mais eficazes em relação aos projetos com redes médias, logo, para obter melhores resultados, devem ser projetadas redes para cada faixa de fração de água considerando frequências pontuais.

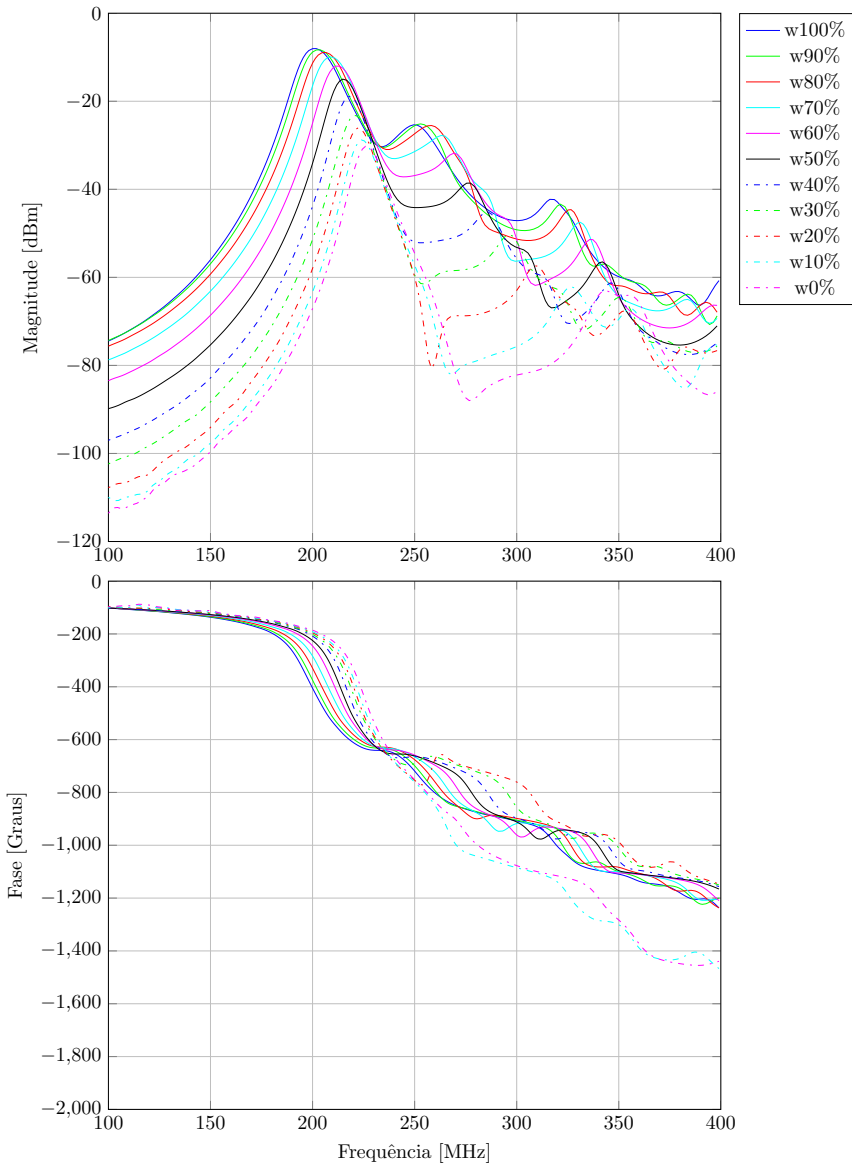
Uma alternativa para implementar o casamento entre as impedâncias em toda a faixa de medição seria através de uma rede de casamento adaptativa cujos valores dos componentes pudessem ser variados a fim de casar as impedâncias para uma dada faixa de frequência.

Desta forma o algoritmo detectaria o pico do primeiro modo ressonante, após uma primeira varredura em frequência e logo em seguida, o circuito chavearia para a rede correspondente àquela faixa de frequên-

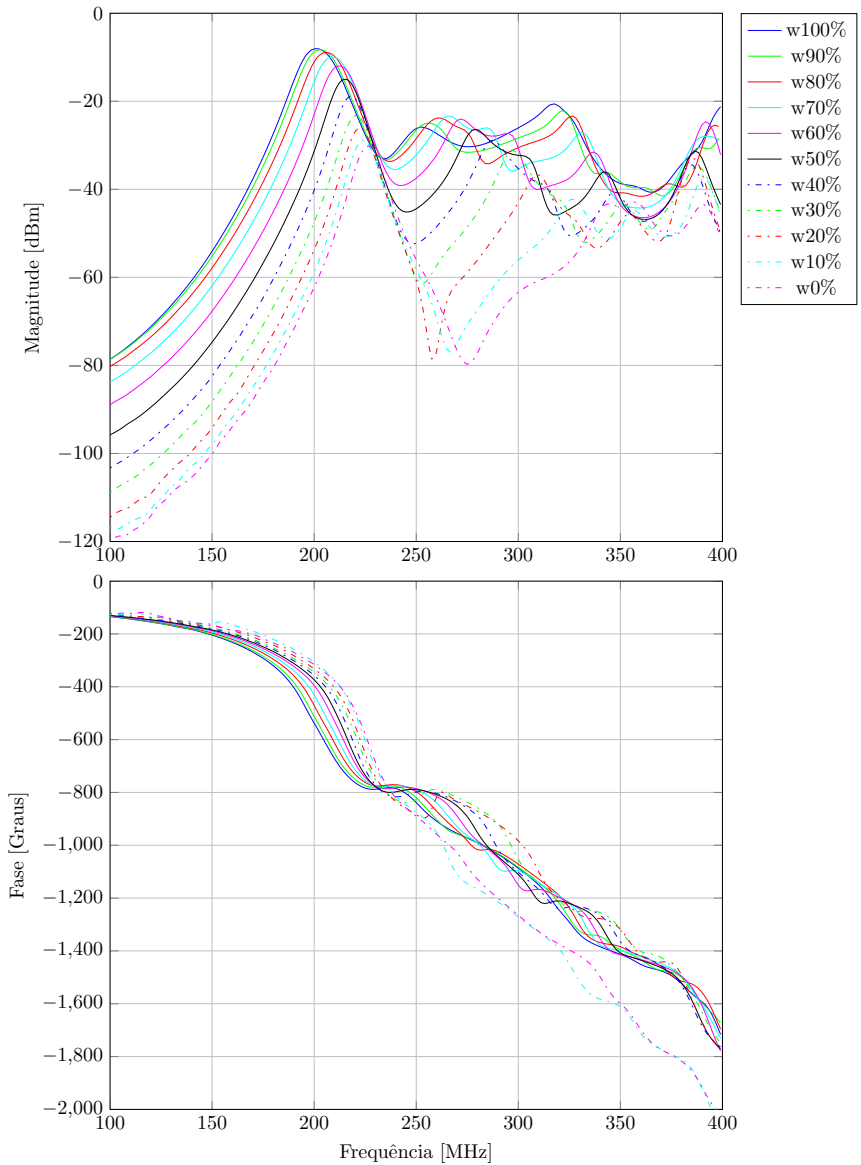




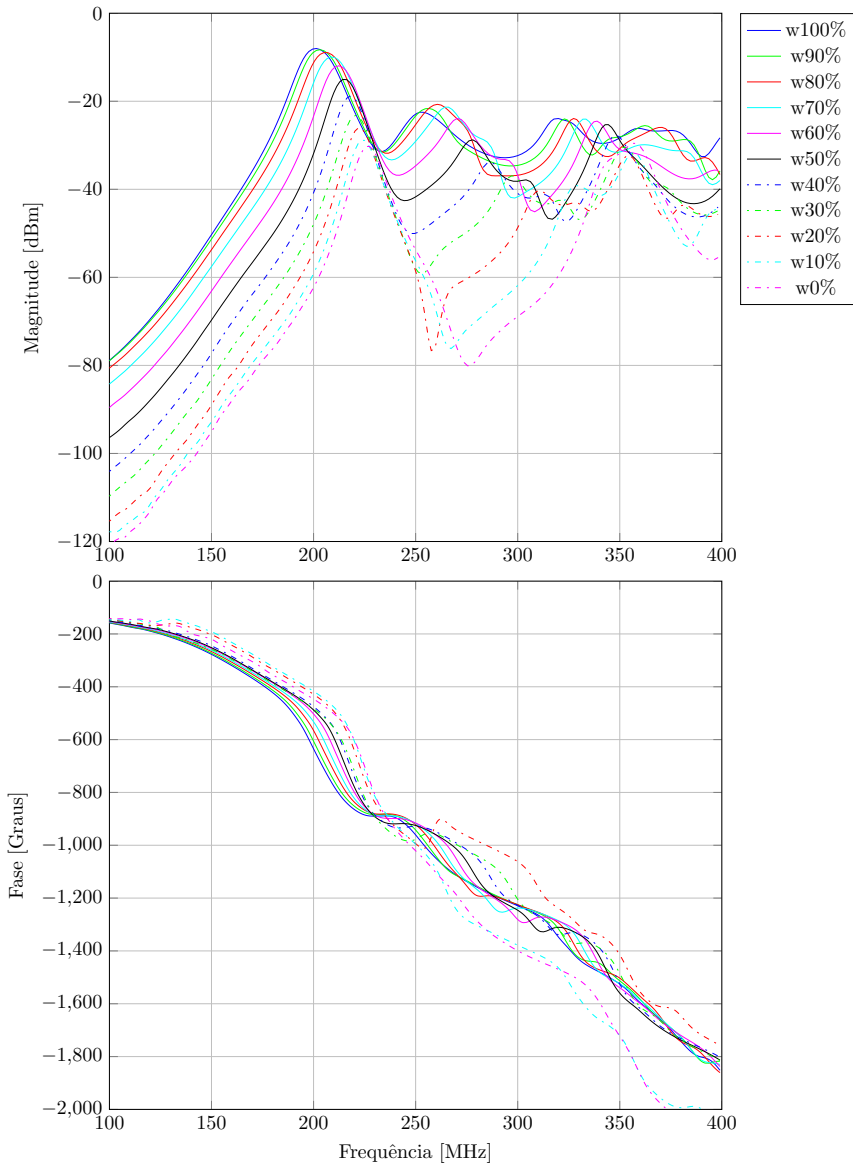
**Figura 4.25:** Medida de magnitude e fase do parâmetro  $S_{21}$  em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por um conjunto de elementos em L.



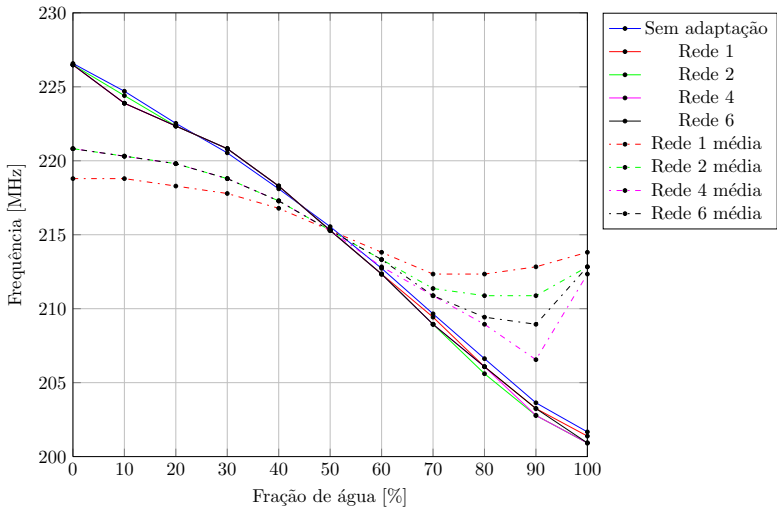
**Figura 4.26:** Medida de magnitude e fase do parâmetro  $S_{21}$  em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por dois conjuntos de elementos em L.



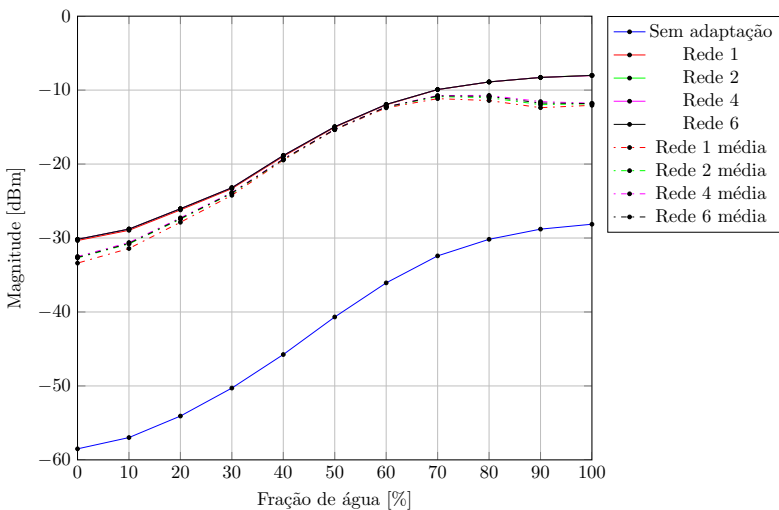
**Figura 4.27:** Medida de magnitude e fase do parâmetro  $S_{21}$  em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por quatro conjuntos de elementos em L.



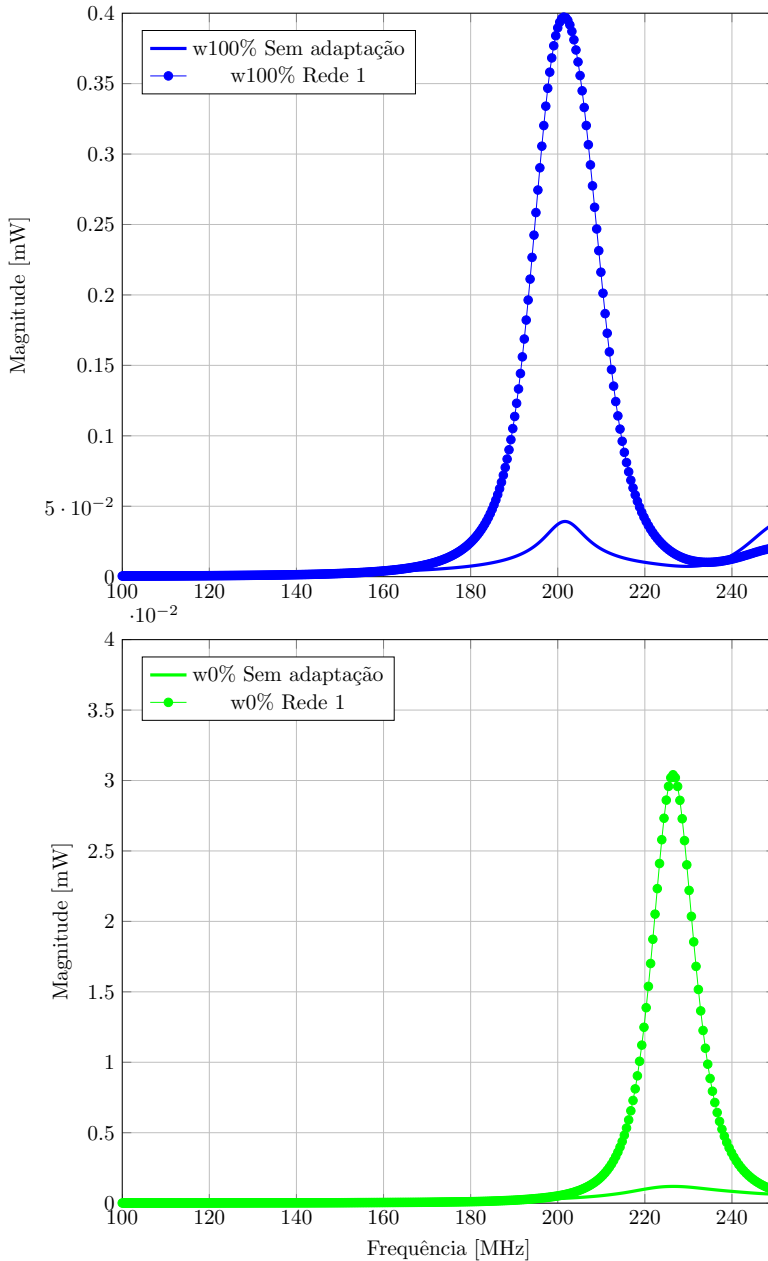
**Figura 4.28:** Medida de magnitude e fase do parâmetro  $S_{21}$  em função das diferentes frações de água para a rede de adaptação composta por seis conjuntos de elementos em L.



**Figura 4.29:** Comparação entre os valores da frequência do primeiro modo ressonante em função da fração de água para o caso sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes.



**Figura 4.30:** Comparação entre os valores da atenuação do sinal do primeiro modo ressonante em função da fração de água para o caso sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes.



**Figura 4.31:** Comparação entre a potência transferida sem a adaptação e com a adaptação provida pela rede com apenas um conjunto de elementos (Rede 1) para os casos de 100% e 0% de água.

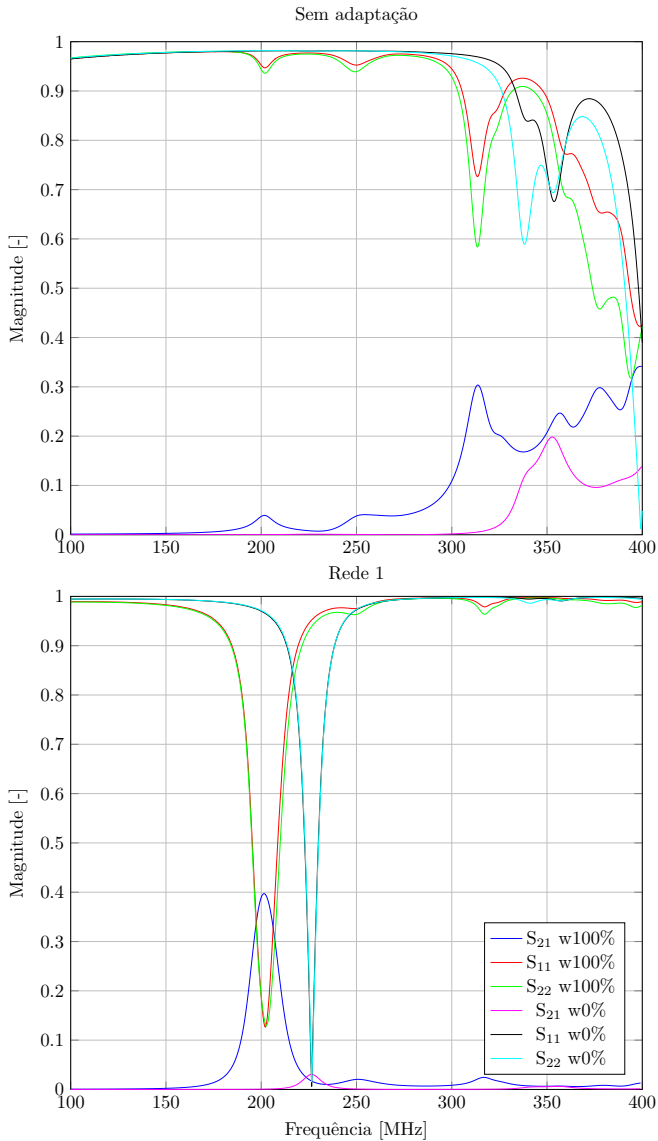
cia adaptando as impedâncias na faixa de interesse. Por fim, após uma nova varredura em frequência, o pico de ressonância é novamente detectado e processado com melhor precisão, já que as impedâncias agora encontram-se casadas e, com isso, o sinal está menos atenuado, ou seja, apresenta menos ruídos e um fator de qualidade maior.

Na Figura 4.30 observa-se que a diferença entre a atenuação do sinal sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes é em torno de 20 dB para 100% de água e aumenta gradativamente até em torno de 30 dB para 0% de água, ainda que, as redes baseadas em valores médios apresentem uma maior atenuação nas extremidades distantes do valor médio de frequência. Na Figura 4.31 estão expostas as curvas correspondentes a 100% e 0% de água sem a adaptação e com a adaptação provida pela rede de apenas um conjunto de elementos *Rede1*. Percebe-se que há uma transferência de potência do sinal 10 vezes maior na frequência de ressonância após a adaptação das impedâncias passando de 0,04 mW para 0,4 mW para uma fração de 100% enquanto que para 0% de água há um aumento ainda maior de aproximadamente 25 vezes passando de 0,001 mW para 0,3 mW.

Como estudado nas seções anteriores, o casamento entre as impedâncias ocorre no momento em que a impedância equivalente do sensor vista pela impedância dos módulos de geração e de recepção do sinal tornam-se iguais. Desta forma, como na análise feita na seção 4.2.1 através das Figuras 4.12 e 4.13 os coeficientes de reflexão nas portas 1 ( $S_{11}$ ) e 2 ( $S_{22}$ ) devem apresentar valores próximos de zero enquanto que o coeficiente de transmissão do sinal da porta 1 para a porta 2 ( $S_{21}$ ) deve apresentar valor próximo ao unitário. Isso ocorre quando há uma maior transferência de potência do sinal, ou seja, a parte real da impedância equivalente do sensor iguala-se à impedância dos meios de geração e recepção do sinal enquanto que a parte imaginária se anula. Portanto, a máxima transferência de potência deve ocorrer na frequência de ressonância do primeiro modo ressonante para o qual a cavidade foi projetada.

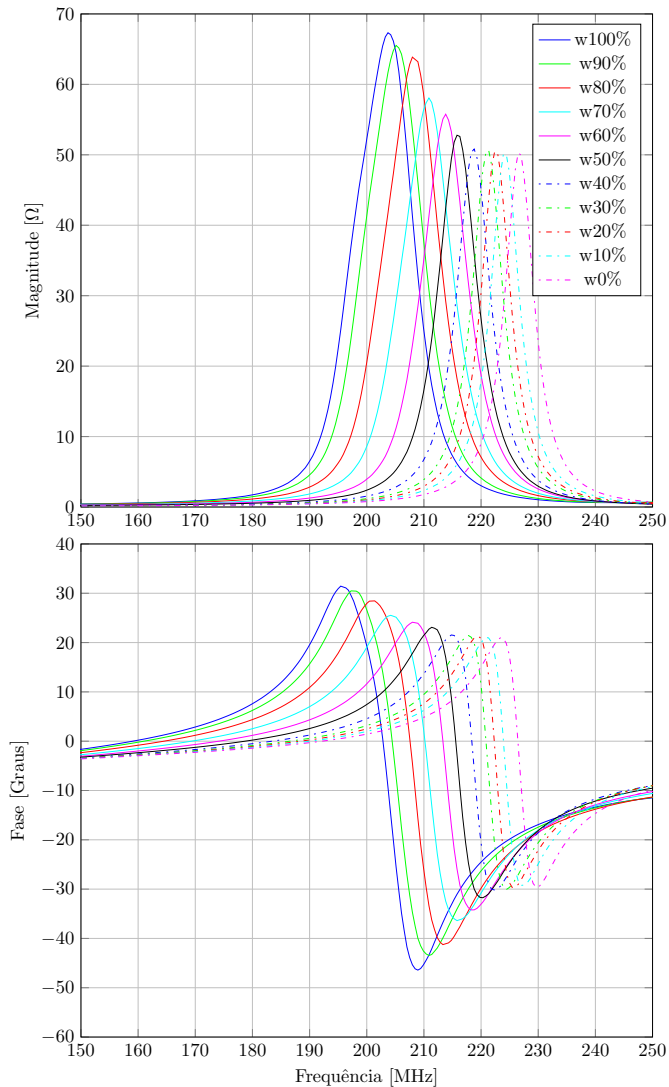
Estas predições podem ser analisadas por meio das Figuras 4.32, 4.33, 4.34 e 4.35 de forma análoga aos resultados expostos nas Figuras 4.12, 4.3, 4.4 e 4.13 expostas nas seções 4.1 e 4.2.1.

Na Figura 4.32 percebe-se que os coeficientes de reflexão em ambas as portas adaptadas com a Rede 1 apresentam valores aproximadamente iguais a 0,13 e 0,015 para as frações de 100 e 0% de água respectivamente enquanto que o coeficiente de transmissão apresenta valores em torno de 0,4 e 0,03 para as mesmas frações de água. Para o caso sem adaptação é bastante perceptível a diferença que existe, visto

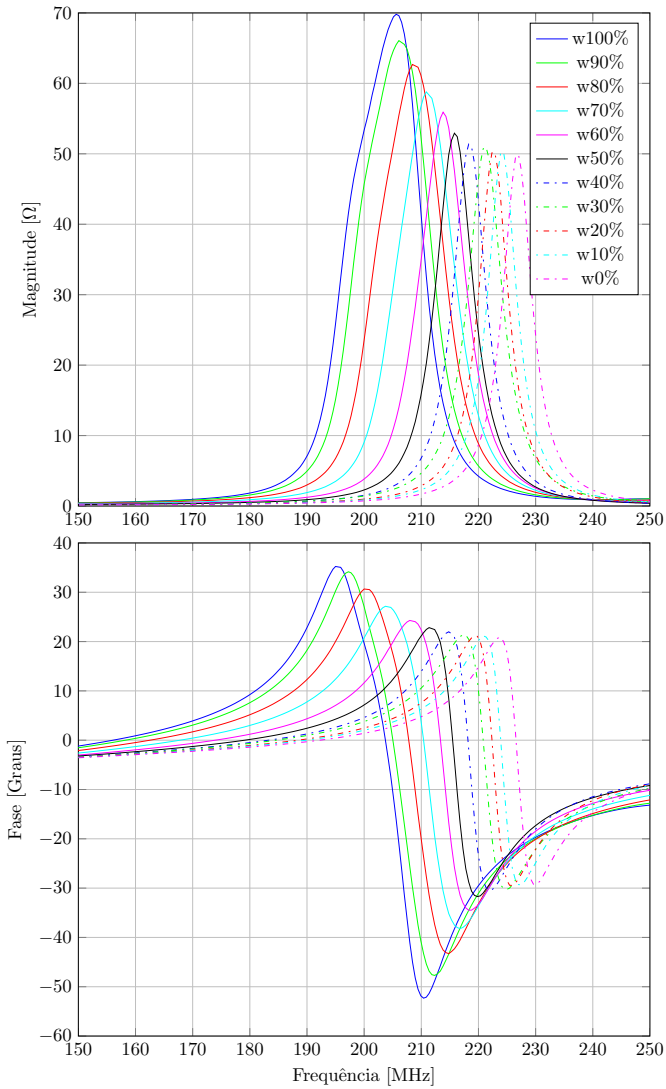


**Figura 4.32:** Coeficientes de transmissão  $S_{21}$  e os coeficientes de reflexão das portas 1  $S_{11}$  e 2  $S_{22}$  para a frequência de ressonância referente a 100% de água sem adaptação e com a Rede 1.





**Figura 4.33:** Impedância equivalente na porta 1 após a adaptação provida pela Rede 1.



**Figura 4.34:** Impedância equivalente na porta 2 após a adaptação provida pela Rede 1.

que a Rede 1 atenua os demais modos ressonantes e dá ênfase apenas para o primeiro modo, como pode ser observado.

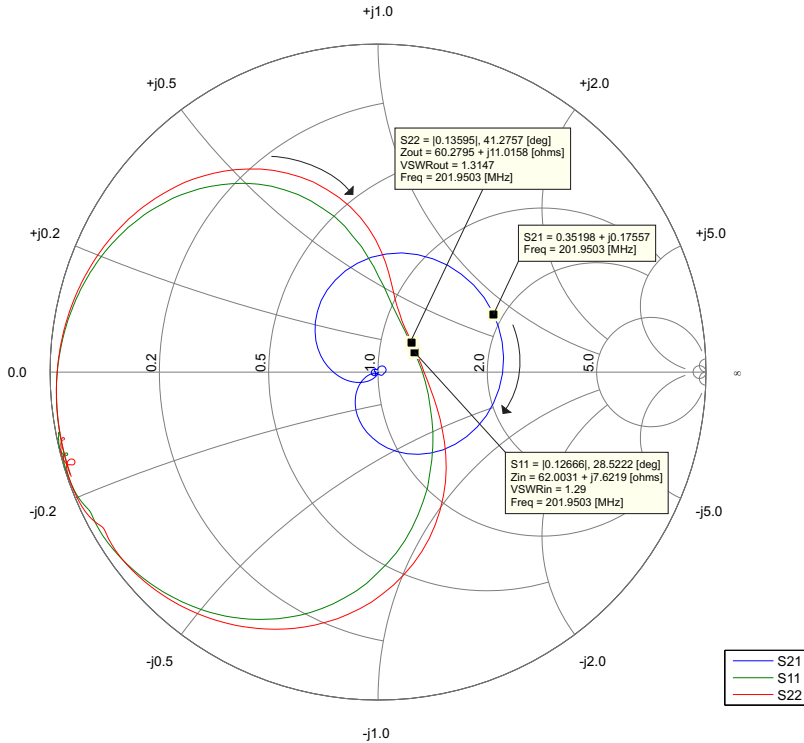
Nas Figuras 4.33 e 4.34 pode-se observar que na faixa de frequência entre 200 e 230 MHz a parte real das curvas na frequência do primeiro modo ressonante fica em torno de  $50 \Omega$  enquanto que a parte imaginária cruza em zero aproximadamente no mesmo valor de frequência. A mesma análise também pode ser feita na carta de Smith como na Figura 4.35 que ilustra os parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$ . Percebe-se que na frequência de ressonância os valores da parte real para as portas 1 e 2 estão em torno de  $60 \Omega$  enquanto que a parte imaginária está em torno de 7 a  $11 \Omega$ , ou seja, não há um casamento total entre as impedâncias, mesmo assim, assegura-se uma transferência de potência até dez vezes maior em relação ao caso sem adaptação. Percebe-se ainda na carta de Smith que os coeficientes de reflexão na frequência do primeiro modo ressonante estão mais próximos do centro do círculo unitário, ou seja, a impedância equivalente do sensor tende para o valor de  $50 \Omega$  resistivo da fonte já que, como estudado na seção 4.2.1 o centro do círculo da carta de Smith que corresponde a um valor unitário está normalizado através da maior impedância do circuito, neste caso  $50 \Omega$ . Como era de se esperar na mesma frequência do primeiro modo ressonante o coeficiente de transmissão  $S_{21}$  apresenta valor mais afastado do centro do círculo o que, de fato, significa que este está com um valor mais próximo do unitário o que, de acordo com a análise feita na seção 4.2.1 está coerente com as equações 2.35 a 2.38.

Na Figura 4.36 pode-se analisar o ganho de potência para toda a faixa de frequência. Percebe-se que com a adaptação (Figura 4.36(b)) na faixa entre 150 e 250 MHz, correspondente ao primeiro modo ressonante, há um ganho de potência em torno de 10 vezes maior em relação à mesma faixa de frequência para o caso sem adaptação (Figura 4.36(a)).

Na Figura 4.37 pode-se observar com mais detalhes a faixa entre 150 e 250 MHz na qual ocorre o casamento entre as impedâncias. Note que a escala de magnitude é distinta para o caso sem adaptação (Figura 4.37(a)) e com adaptação (Figura 4.37(b)).

Uma comparação entre os valores de magnitude na frequência de ressonância para ambos os casos (com e sem adaptação) pode ser analisada por meio da Figura 4.38.

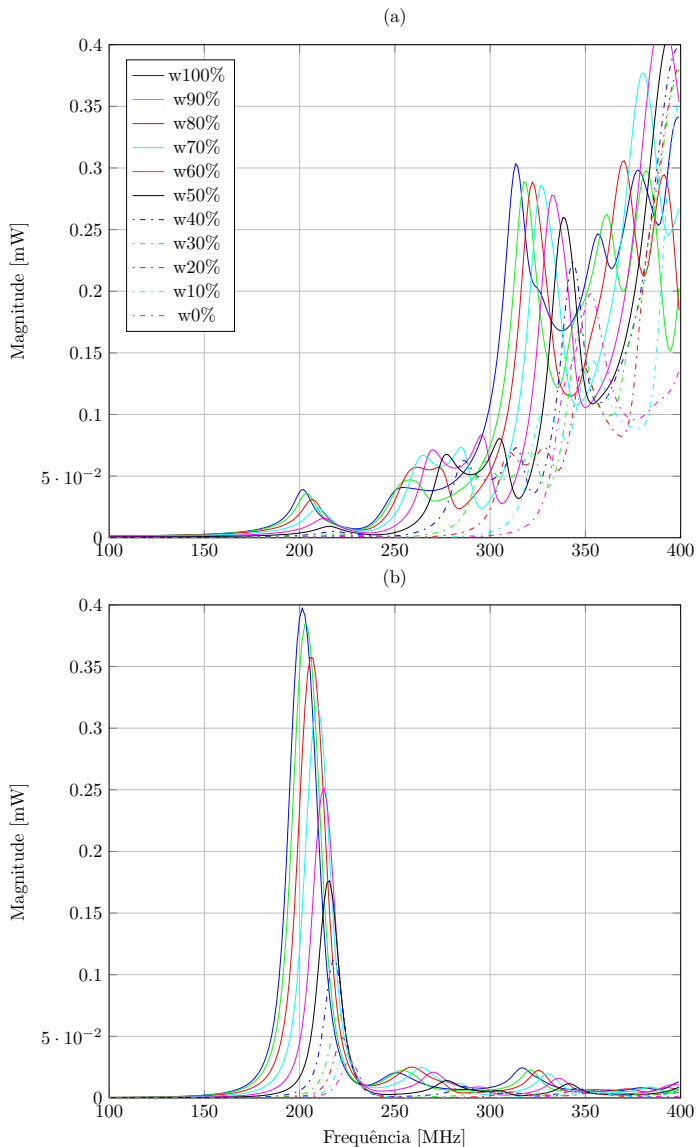
Através da Figura 4.37 é ainda perceptível o aumento do fator de qualidade dos picos de ressonância principalmente em baixas frações de água. Este efeito pode ser observado por meio da Figura 4.39 na qual está ilustrada a evolução do fator de qualidade do primeiro modo



**Figura 4.35:** Parâmetros  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  representados na Carta de Smith para 100% de água após a adaptação das impedâncias por meio da Rede 1.

ressonante para todas as frações de água. O fator de qualidade para as curvas sem adaptação apresenta um gradativo declínio na medida em que as frações de água diminuem. De fato há um aumento no fator de qualidade das curvas com adaptação principalmente na faixa de 0 a 60% de água. A Rede 1 por ter uma configuração de banda mais estreita é a que apresenta os maiores valores enquanto que as demais redes apresentam valores menores e uma maior correlação entre elas. Os valores do fator de qualidade para a Rede 1 se mantêm superiores em relação ao caso sem adaptação até em torno de 75% momento no qual passa a ser menor. As demais redes mantêm-se acima até em torno de 60% de água e logo após se reduzem devido ao aumento da largura de banda 3dB abaixo dos picos de ressonância entre 60 e 100% de água.

Para o segundo modo de ressonância também há um considerável



**Figura 4.36:** Evolução dos valores da magnitude de potência transferida (a) sem a adaptação e (b) com a adaptação provida pela rede com apenas um conjunto de elementos (Rede 1) em função da frequência para as frações de 0 a 100% de água.

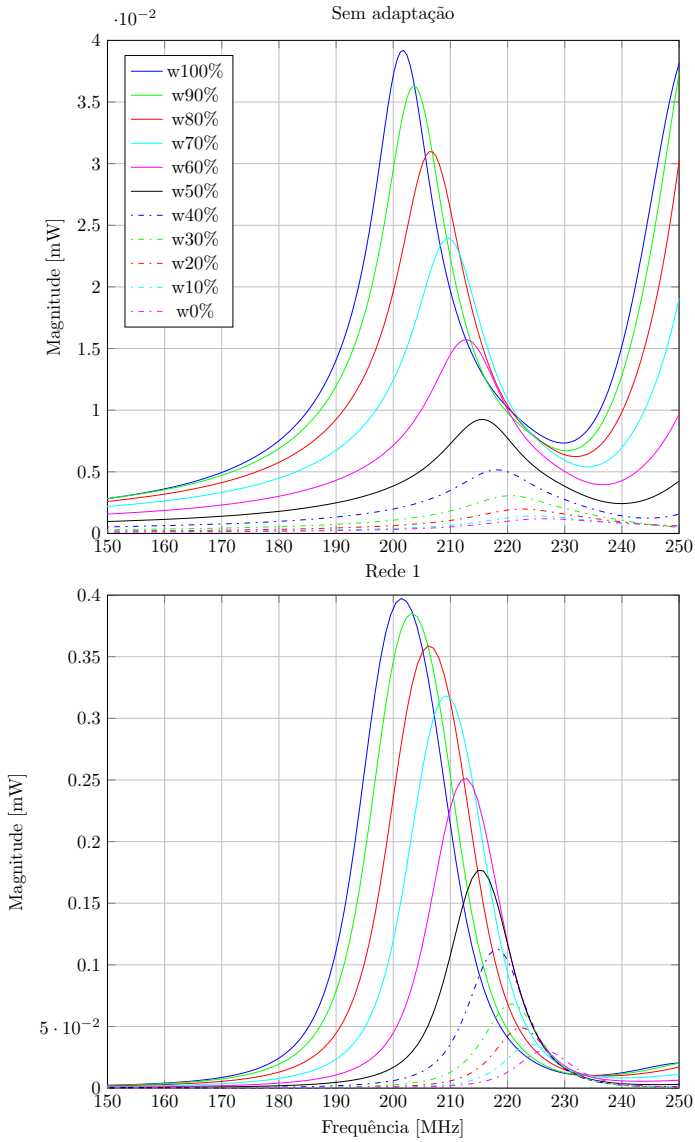
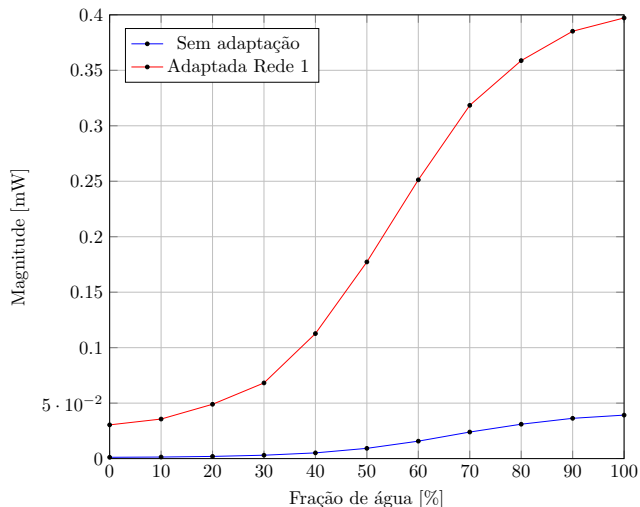
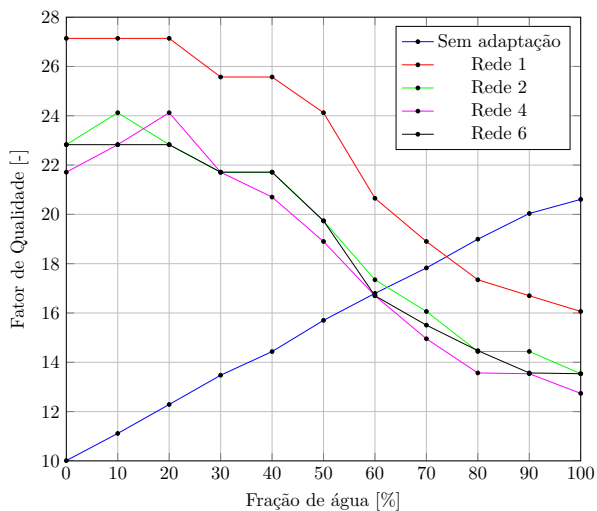


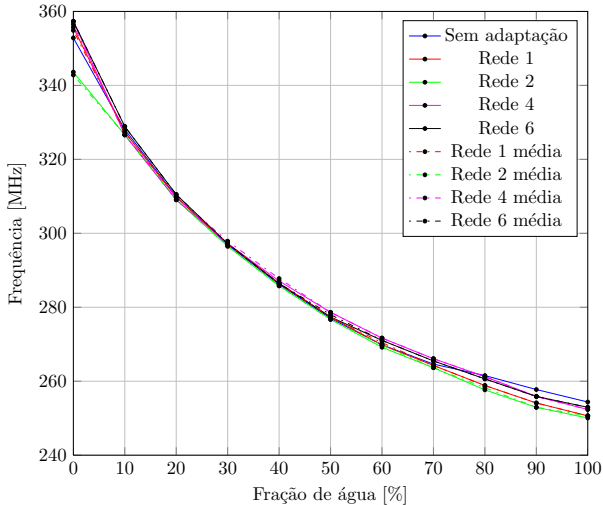
Figura 4.37: Figura 4.36 aproximada na faixa de 150 a 250 MHz.



**Figura 4.38:** Valores da magnitude da potência transferida sem a adaptação e com a adaptação provida pela rede com apenas um conjunto de elementos (Rede 1) para as frações de 0 a 100% de água.



**Figura 4.39:** Comparação entre os valores do fator de qualidade dos picos do primeiro modo ressonante com e sem adaptação de impedâncias em função da fração de água.

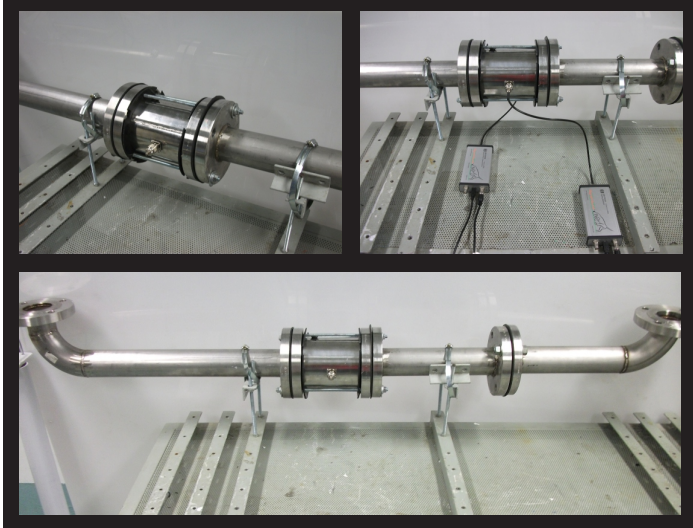


**Figura 4.40:** Comparação entre os valores da frequência do segundo modo ressonante em função da fração de água para o caso sem adaptação e com a adaptação provida pelas redes.

aumento do fator de qualidade dos picos. Na Figura 4.40 expõe-se o deslocamento da frequência do segundo modo ressonante.

Em resumo, a adaptação de impedâncias provida pelas redes de 1, 2, 4 e 6 conjunto de elementos provê uma maior transferência de potência do sinal através do sensor, aumentando com isso o fator de qualidade dos modos ressonantes o que torna mais precisa a busca pelos máximos por meio dos algoritmos de busca. O comportamento do sensor com base no monitoramento da frequência do primeiro e do segundo modo ressonante apresentam curvas bijetoras, sendo assim ambas podem ser utilizadas como parâmetros de medição. O primeiro modo ressonante apresenta um alcance de 30 MHz de frequência enquanto que o segundo modo apresenta um alcance maior em torno de 110 MHz, no entanto, os picos do primeiro modo apresentam características de ressonância mais consistentes uma vez que todas apresentam um alto fator de qualidade em baixas frações de água enquanto que no segundo modo as ressonâncias em baixas frações praticamente desaparecem. Uma possível solução seria projetar redes de adaptação também para o segundo modo ressonante de forma que as medições pudessem ser feitas monitorando a frequência de ambos os modos, obtendo, com isso, um maior grau de liberdade nas medições.



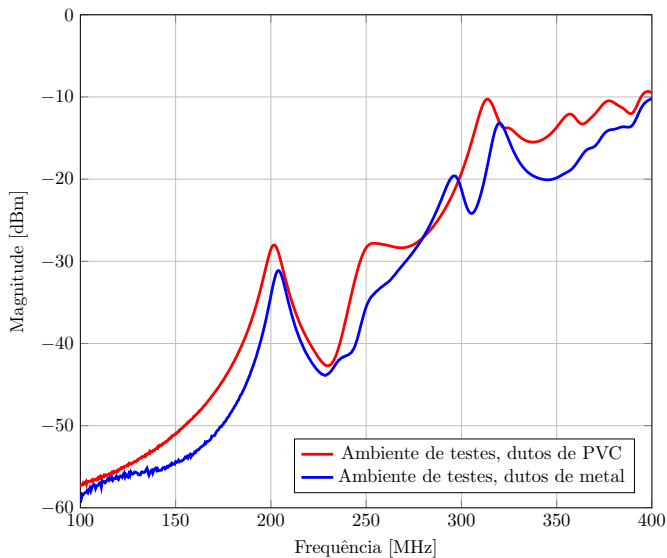


**Figura 4.41:** Detalhes do ambiente de testes formado por dutos metálicos.

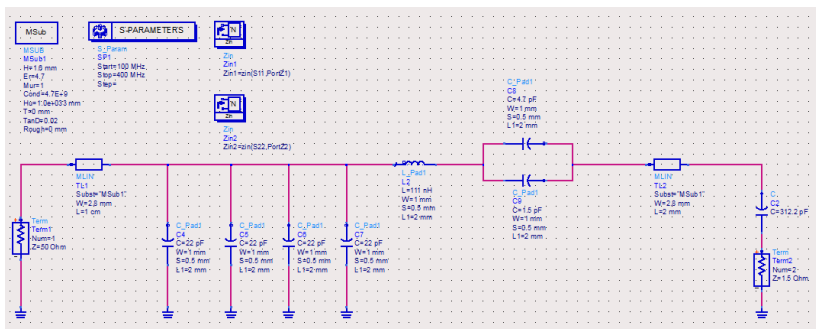
A fim de validar o projeto desenvolvido para o casamento entre as impedâncias considerando uma fração de 100% de água, foram desenvolvidos os circuitos com base nos valores calculados para a rede de adaptação contendo apenas um conjunto de elementos (Rede 1) que é o caso mais simples.

Com o objetivo de tornar o experimento mais próximo do caso real, foi montado o sensor em um novo ambiente de testes com dutos metálicos para conectar a cavidade ressonante com a tubulação, como pode ser visto na Figura 4.41. No entanto, neste novo ambiente de testes, a curva característica da resposta do sensor tornou-se distinta em relação à curva obtida no ambiente de testes anterior utilizando dutos de PVC, como pode ser observado na Figura 4.42.

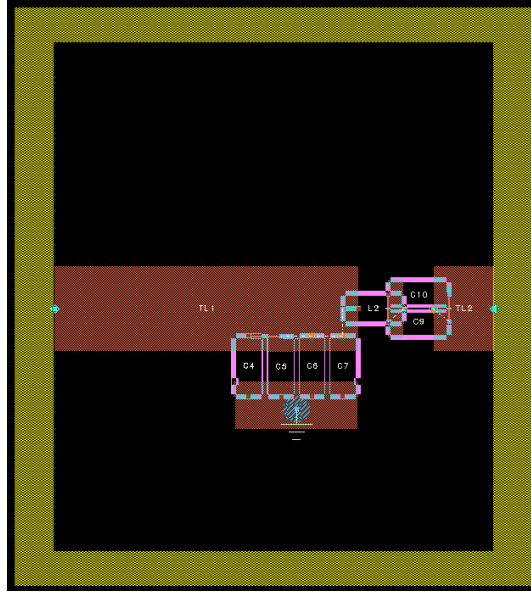
Desta forma, elaborou-se o projeto considerando uma frequência de 204 MHz e a inclusão de um capacitor de  $6,2 \text{ pF}$  em série com a impedância da carga a fim de aumentar a parte reativa da impedância e com isso adicionar um grau de liberdade para o aumento da indutância da rede devido à presença de indutâncias parasitas da mesma ordem de grandeza do valor de indutância da rede. A rede projetada levou em consideração uma impedância de carga igual a  $Z_L = 1,5 - j2,5 \Omega$  cuja parte resistiva  $R_L = 1,5 \Omega$  é a média entre os valores de 1,36 e 1,65  $\Omega$  para as portas 1 e 2 do sensor respectivamente. Com isso, o indutor da



**Figura 4.42:** Comparação entre as curvas de respostas do sensor para o parâmetro  $S_{21}$  correspondente a uma fração de 100% para as medições realizadas nos ambientes de testes compostos por dutos de PVC e dutos metálicos.



**Figura 4.43:** Circuito desenvolvido no ambiente de simulação do software ADS.



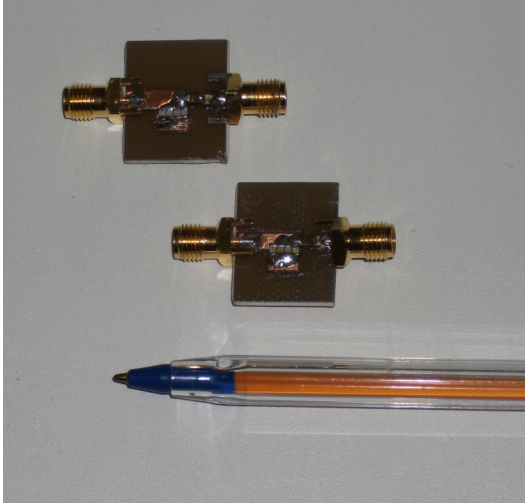
**Figura 4.44:** Layout da placa de circuito fabricada.

rede que é posto em série com a impedância da carga passou dos atuais  $8,6 \text{ nH}$  para  $108,6 \text{ nH}$  e um capacitor em paralelo com a entrada da fonte igual a  $88,7 \text{ pF}$ . Para a fabricação do circuito utilizou-se 4 capacitores de  $22 \text{ pF}$  associados em paralelo resultando em uma capacitância equivalente igual a  $88 \text{ pF}$  ligada em paralelo com a saída da fonte e ainda um indutor de  $100 \text{ nH}$ , que por sua vez, é ligado em série com a associação em paralelo de dois capacitores de  $4,7$  e  $1,5 \text{ pF}$  resultando em uma capacitância de  $6,2 \text{ pF}$ , exatamente igual à de projeto. Por fim, os capacitores associados em paralelo são então ligados à saída do sinal. A indutância de  $8,6 \text{ nH}$  de projeto foi desconsiderada como uma forma de evitar a influência das indutâncias parasitas do circuito que podem ser somadas resultando em comportamentos errôneos.

Nas Figuras 4.43 e 4.44 estão expostos o circuito simulado no ADS e o Layout das placas fabricadas. Na Figura 4.45 pode ser visualizada a foto real das placas.

Os resultados obtidos após a inserção das redes de adaptação nas antenas do sensor podem ser visualizados nas Figuras 4.46 e 4.47.

Analisando a Figura 4.46(a) pode-se constatar por meio do coeficiente de transmissão  $S_{21}$  que as redes de adaptação apresentaram um



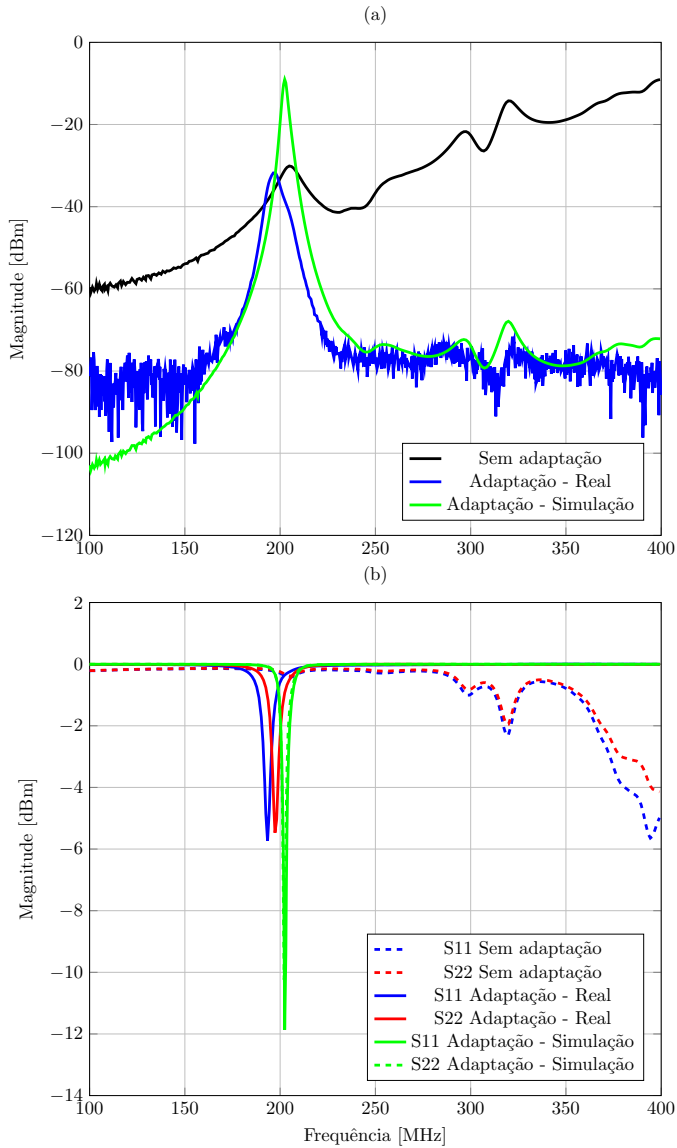
**Figura 4.45:** Detalhes das placas de circuito implementadas para o casamento entre as impedâncias das antenas com os módulos de geração e recepção do sinal.

comportamento muito próximo do resultado de simulação comportando-se como um filtro, dando ênfase ao primeiro modo ressonante e atenuando os demais modos, sendo que o pico de ressonância ocorre em uma frequência muito próxima da desejada (em torno de 198 MHz), no entanto a atenuação do sinal não foi alterada e, portanto, o efetivo casamento entre as impedâncias de fato não ocorreu. Na simulação estimava-se uma atenuação de aproximadamente -8 dB enquanto que no caso real a atenuação foi de aproximadamente -31 dB.

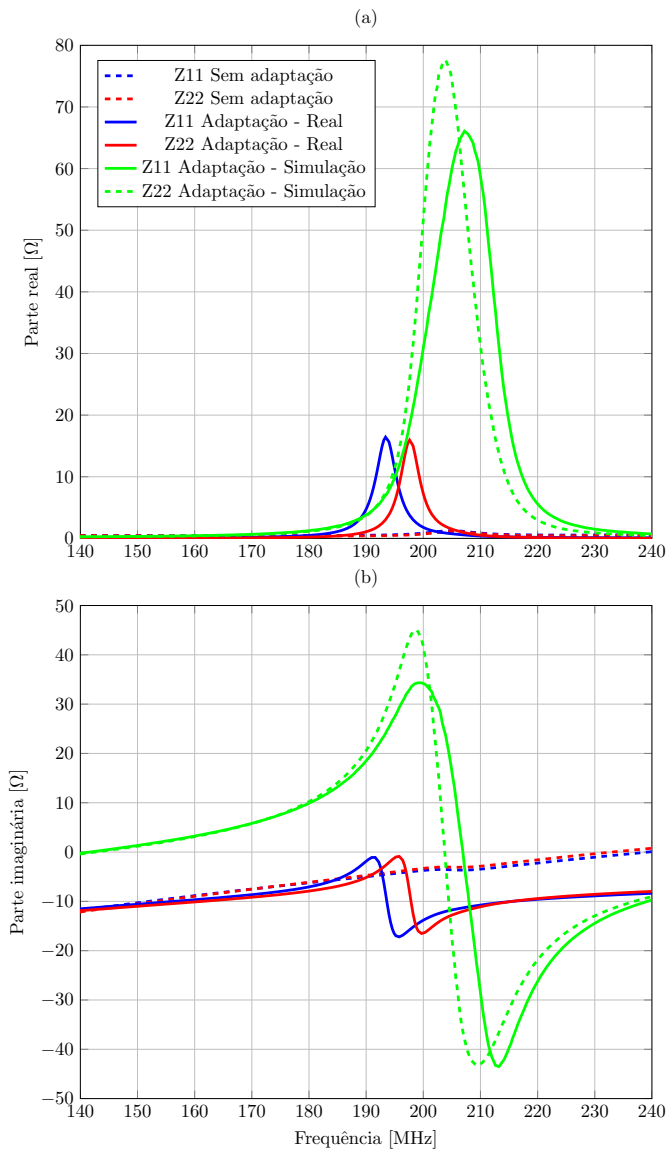
No entanto, na Figura 4.46(b) observa-se que houve uma redução da reflexão do sinal em torno de -6 dB em ambas as portas que é aproximadamente a metade do valor previsto na simulação em torno de -12 dB, ou seja, uma menor parcela do sinal está sendo refletida após a adaptação.

Na Figura 4.47 estão expostas as partes real (a) e imaginária (b) das curvas de impedância das portas 1 e 2 antes e após a adaptação. Percebe-se que com a adaptação o valor da parte real entre 190 e 200 MHz aproximou-se de  $20 \Omega$  enquanto que na simulação estes valores aproximam-se de  $50 \Omega$  em torno de 200 a 210 MHz, ou seja, as redes conseguiram uma adaptação em torno de 40% do valor esperado.

Estes resultados podem estar ligados ao fato de que, como visto



**Figura 4.46:** Comparação dos dados reais e de simulação dos coeficiente de transmissão  $S_{21}$  (a) e coeficientes de reflexão  $S_{11}$  e  $S_{22}$  (b) antes e após a adaptação com as redes fabricadas.



**Figura 4.47:** Comparação dos dados reais e de simulação das partes real (a) e imaginária (b) das impedâncias das portas 1 antes e após a adaptação com as redes fabricadas.

na Figura 4.42 o novo ambiente de testes influenciou bastante na curva de resposta, embora manteve o mesmo padrão, assim, as impedâncias de entrada podem ter sido alteradas o que pode ter sido a causa da permanência da atenuação do sinal, mesmo após a inserção da rede de adaptação. Outros fatores como as perdas inerentes do circuito das placas (conectores SMA, trilhas) e ainda o fator de qualidade dos componentes utilizados, não foram levados em consideração e podem ter contribuído para que o sinal permanecesse atenuado.

## 4.3 Sumário

Neste capítulo foi elaborado um modelo representativo das propriedades elétricas do sensor através de um circuito RLC cujas perdas associadas e os valores dos componentes reativos foram calculados com base nos dados reais dos experimentos realizados de forma estática. As simulações realizadas com o modelo resultaram em um comportamento similar ao comportamento real do sensor validando a sua implementação.

Os resultados das medições estáticas mostraram a necessidade em efetuar o casamento entre as impedâncias dos módulos de geração e recepção do sinal eletromagnético de RF e as impedâncias das antenas. Com isso, foram estudadas técnicas de casamento de impedâncias a fim de implementar uma solução viável para o problema.

As técnicas de casamento foram elaboradas e em seguida foram projetadas redes de adaptação com elementos passivos. Os resultados simulados mostraram-se eficazes e foram analisados baseados em um cenário com dados reais.

Por fim, com o propósito de validar os resultados, foram implementadas redes de adaptação para uma fração de 100% de água e os dados de simulação puderam ser comparados com os dados reais.





# Capítulo 5

## Caracterização experimental do sensor

Neste capítulo são introduzidos os conceitos de Sistemas de Medição que incluem a definição de alguns parâmetros metrológicos e análise estatística do erro nas medições. Em seguida são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de uma metodologia elaborada a fim de efetuar medições com o protótipo do medidor de fração de água. Foram realizadas medições estáticas e dinâmicas. Para as medições estáticas foi feita uma análise metrológica parcial do medidor com o objetivo de caracterizar o seu comportamento e a incerteza padrão das medições para misturas bifásicas de água doce/ar e água doce/óleo e ainda com água do mar. Para as medições dinâmicas foram realizados apenas ensaios com água/ar e analisado o comportamento do sensor, contudo, a análise metrológica para o caso dinâmico assim como as medições com água/óleo ficaram comprometidas devido às limitações na planta do processo de escoamento.

### 5.1 Sistemas de medição

#### 5.1.1 Introdução aos sistemas de medição

De uma forma geral, os sistemas de medição que operam pelo princípio da indicação apresentam três módulos funcionais: transdutor ou sensor, unidade de tratamento do sinal e o dispositivo mostrador ou registrador. O transdutor ou sensor gera o sinal de medição que em geral é proporcional ao valor da variável física. A unidade de tratamento

do sinal processa o sinal de medição do transdutor e normalmente amplifica a sua potência enquanto que o dispositivo registrador ou mostrador faz com que o sinal de medição seja perceptível ao usuário podendo ainda representar de forma gráfica as variações do sinal de medição [7].

Os sistemas de medição utilizando técnicas de RF são em geral compostos por três partes: sensor, unidade de geração e recepção do sinal eletromagnético e unidade de controle e processamento de dados. No sensor ocorre a interação entre o material a ser medido e o sinal na faixa de RF ou de micro-ondas [22].

No caso do sensor de cavidade ressonante, o sinal é injetado e recuperado através das antenas acopladas nas laterais da cavidade. A unidade de geração e recepção do sinal emite o sinal que é alimentado na cavidade através de uma das antenas e recuperado/detectado por meio da outra antena. A unidade de controle e processamento de dados por sua vez adquire a informação, processa os dados, calcula os resultados e transforma a mensagem de saída na forma desejada. Outros sensores podem ser acoplados à unidade de controle e processamento de dados como por exemplo, para medir temperatura e densidade do material.

Existem alguns fatores importantes que influenciam o desempenho de equipamentos de medição e interpretação de dados de ressonância [22]:

- a frequência de ressonância, o fator de qualidade ou ambos são medidos com base nas propriedades de amplitude e fase do ressonador;
- existem vários modos de ressonância dos quais, em geral, somente um ou dois são utilizados para a análise;
- as medições devem ser feitas em uma larga faixa de frequência devido às alterações na frequência de ressonância e no fator de qualidade;
- devido às rápidas mudanças no processo, é desejável um baixo tempo de resposta ;
- ambiente de medição pode ser hostil.

Ao inferir sobre um resultado de medição de forma indireta é indispensável conhecer quais as incógnitas que estão envolvidas no processo para que o modelo utilizado para caracterizar o sensor possa ser elaborado. Desta forma, torna-se importante conhecer um pouco sobre os parâmetros de medição que estão envolvidos quando a medição é feita por um sensor ressonante com base nas propriedades do material

que está sendo submetido ao teste. Na sub-seção seguinte é exposto resumidamente como lidar com esses parâmetros.

### 5.1.2 Parâmetros de medição

A permissividade do material a ser medido depende de vários fatores, como densidade, umidade, proporção da mistura, temperatura e frequência de medição. Se diversos fatores forem levados em consideração simultaneamente, os resultados das medições dependerão de todos eles o que torna importante saber sobre a relevância de cada fator no resultado final da aplicação [22].

Para o projeto do sensor deve-se a priori fazer uma investigação teórica e prática sobre a permissividade do material que se deseja medir e em seguida, com base nestas informações combinadas ao conhecimento dos aspectos de medição tais como precisão, faixa de medição e as incertezas do meio, determina-se a frequência de medição e o tipo de sensor a ser empregado. O custo econômico final da aplicação também deve ser levado em conta.

Matematicamente, para um número de  $n$  incógnitas afetando a mistura, necessita-se de pelo menos  $n$  medidas independentes para resolver ao menos uma das incógnitas. Isso pode ser caracterizado por um conjunto de equações como por exemplo, para as variáveis de densidade, umidade e temperatura necessita-se de pelo menos três medidas como frequência de ressonância, fator de qualidade e temperatura, sendo cada uma dessas medidas representadas em função de cada variável [22].

As funções são derivadas das características do sensor e dos dados de permissividade do material. Por fim o sensor deve ser calibrado em função de cada material a fim de caracterizar o seu comportamento. Portanto uma série de medições deve ser efetuada com o objetivo de obter uma curva característica (com base nas medições estáticas) do sensor aproximada por um polinômio ou função polinomial dos parâmetros que se deseja medir. Uma vez caracterizado o comportamento do sensor, a variável que se deseja monitorar pode ser diretamente calculada através do modelo.

Em alguns casos torna-se necessário efetuar medições auxiliares para inferir sobre os parâmetros que dependem das mesmas variáveis utilizadas pelo sensor. Nesse sentido é importante que estas medições não introduzam novas variáveis ao sistema.

O desempenho dos sistemas de medição é descrito por meio de suas características metrológicas que podem ser agrupadas em quatro categorias: quanto à faixa de utilização, quanto à indicação, quanto à

relação entre estímulo e resposta e quanto aos erros de medição. Na próxima seção far-se-á uma breve descrição dos parâmetros que foram considerados na caracterização metrológica parcial do instrumento. Os métodos estatísticos utilizados neste trabalho são baseados nas definições encontradas nas referências [29] e [7] que podem ser consultadas para mais detalhes.

### 5.1.3 Análise estatística dos erros nas medições

O formato padrão adotado para representar a medição de uma quantidade física  $x$  é expresso como

$$x_m = x_{best} \pm \delta x \quad (5.1)$$

onde  $x_m$  é o valor medido de  $x$ ,  $x_{best}$  é a melhor estimativa do valor verdadeiro de  $x$  normalmente tomado como a média dos valores encontrados e  $\delta x$  é a *incerteza padrão*.

A incerteza de uma medição é em geral exposta na mesma unidade do mensurando, no entanto, pode também ser expressa como o percentual de incerteza  $I(\%)$  em relação ao valor que melhor se aproxima do valor real definido como

$$I(\%) = \frac{\delta x}{|x_{best}|} 100\% \quad (5.2)$$

A melhor estimativa para o valor de  $x$ , sendo  $x$  o valor real da variável medida, baseada em um número de  $N$  medições pode ser encontrada através do cálculo de seu valor médio, que é dado por

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (5.3)$$

onde  $x_i$  é o valor da  $i$ -ésima indicação e o valor médio passa a ser a melhor estimativa do valor verdadeiro  $\bar{x} = x_{best}$ . A incerteza padrão de  $N$  medições individuais é dada pelo valor do desvio padrão do erro aleatório da amostra e é calculada como

$$\delta_x = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (5.4)$$

Portanto, a incerteza padrão  $\delta x$  é igual ao desvio padrão da amostra quando calculado a partir de um conjunto de medições repetidas. O grau de segurança com que a estimativa do desvio padrão é

conhecida é dado pelo número de graus de liberdade, que é igual ao número de medições efetuadas menos um.

Outro parâmetro associado ao erro aleatório que também é importante é a *Repetibilidade* da medição que corresponde à metade do valor da largura da faixa simétrica em torno do valor médio, dentro da qual o erro aleatório de um sistema de medição é esperado com uma certa probabilidade. O valor da repetibilidade  $Re$  é dado pelo produto da incerteza padrão e do coeficiente  $t$  de *student* que está em função do número de graus de liberdade e da probabilidade da distribuição normal, como mostrado a seguir.

$$Re = \pm t\delta x \quad (5.5)$$

Através do levantamento da curva de erros de um instrumento é possível estimar de forma aproximada os valores correspondentes à parcela sistemática do erro e ainda a faixa dentro da qual estará a parcela aleatória do erro. Sendo assim, toda medição comportará uma *incerteza de medição* que é a incerteza em relação ao valor exato do mensurando e caracteriza a dispersão dos valores em torno de um valor considerado real.

Inúmeras são as fontes de incerteza associadas a uma medição tais como fatores internos dos dispositivos que efetuam as medições, a ação do operador, influências do ambiente externo e ainda influências decorrentes da metodologia utilizada para efetuar as medições. Em alguns casos, o próprio princípio de funcionamento do sistema de medição pode causar erros.

O sensor de cavidade ressonante que está sendo estudado depende de equipamentos auxiliares que possam prover a análise em frequência necessária para efetuar as medições indiretas para as quais este foi projetado. Os aparelhos Analisadores de Rede são geralmente empregados nesta tarefa. Um breve detalhamento do princípio de funcionamento e das características básicas destes dispositivos pode ser consultado no Apêndice C.

A seguir será descrita a metodologia utilizada na caracterização, assim como alguns parâmetros metrológicos que puderam ser definidos.

## 5.2 Metodologia de Análise

A fim de obter uma caracterização do comportamento do sensor foi implementada uma metodologia baseada em repetidas medições com o objetivo de adquirir um conjunto de amostras sensato para a

análise. O cálculo da incerteza padrão foi feito com base nos valores médios da frequência de ressonância, no entanto, embora não tenham sido usados outros padrões de medida mais confiáveis ou ainda instrumentos de comparação, os dados formatados podem servir de base para uma compreensão inicial sobre a qualidade das medições.

Medições que utilizam frascos *Beacker* como escala são grosseiras e podem apresentar uma grande variação em torno do valor indicado. Estas incertezas não puderam ser calculadas de forma exata, mas estima-se uma variação em torno de 5% nas medições visto que a cada medida eram retirados 190 ml de água de dentro do sensor que representam 10% do volume total da amostra. Este valor apresentava uma variação entre 180 e 200 ml.

Foram definidos alguns parâmetros metrológicos como a faixa de medição, tempo de resposta e a curva característica de resposta do sensor.

Também foi feita uma análise do erro aleatório, ou seja, da repetibilidade relativa aos valores médios obtidos por meio da curva característica de resposta.

O percentual da incerteza padrão em relação aos valores médios também foi analisado assim como a precisão dos resultados através dos gráficos de distribuição de frequências.

Até o término do tempo de realização da pesquisa não foi possível efetuar as medições com as impedâncias adaptadas e, portanto, as medições foram realizadas sem aplicar as técnicas de casamento entre as impedâncias nas antenas do sensor. A seguir se fará uma descrição detalhada da metodologia utilizada para as medições realizadas de forma estática e dinâmica.

### 5.2.1 Medições estáticas

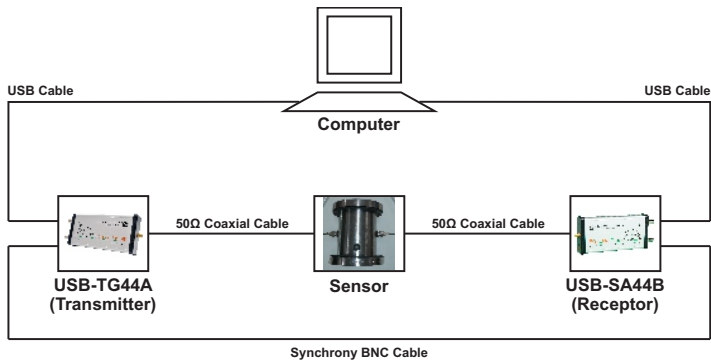
As medições estáticas foram realizadas com o objetivo de caracterizar o instrumento frente às alterações da fração de água nas misturas de água doce/ar, água doce/óleo, água do mar/ar, água do mar/óleo, bem como os diferentes comportamentos do sensor em função do distinto posicionamento das antenas. Foram utilizados métodos de repetição a fim de observar a variação dos valores mensurados. As medições com água do mar foram realizadas a fim de verificar a influência da composição salina no comportamento das curvas de ressonância.

Os módulos de geração e recepção do sinal eletromagnético Signal Hound (ver mais detalhes no Apêndice C) vêm acompanhados de um software padrão com diversas funcionalidades, mas além disso o

fabricante disponibiliza gratuitamente em sua página na internet uma Interface de Programação de Aplicativos (*Application Programming Interface - API*) que permite o desenvolvimento de aplicativos em linguagem C, Matlab e Labview. A fim de facilitar a aquisição e organização dos dados de medição para a posterior análise metrológica foi desenvolvido um aplicativo em Matlab.

Após a identificação das curvas de ressonância para as misturas de água doce e água do mar com óleo e ar, foi elaborado um aplicativo para mostrar a funcionalidade dos módulos para medições em tempo real. Um algoritmo de identificação dos máximos foi implementado para a tarefa de identificar o pico de ressonância dos sinais analisados no domínio da frequência. Uma breve descrição das rotinas da API para Matlab utilizadas no desenvolvimento dos aplicativos, as ilustrações das interfaces e de seu funcionamento e ainda o algoritmo de busca dos máximos implementado podem ser consultados nos Apêndices A e B.

A configuração do ambiente de testes, utilizado nas medições estáticas, está ilustrada esquematicamente na Figura 5.1.

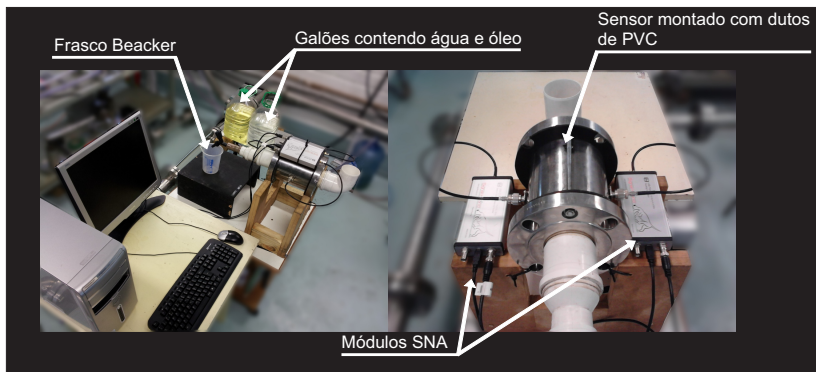


**Figura 5.1:** Diagrama de blocos do ambiente de testes utilizando os módulos Signal Hound.

Na Figura 3.5 estão ilustradas as duas configurações físicas utilizadas para efetuar as medições. Em uma das configurações, as antenas de emissão e recepção do sinal eletromagnético foram posicionadas no sentido vertical ao fluxo de tal forma que o campo elétrico do sinal se propague no sentido normal às interfaces das fases da mistura. Na outra configuração, as antenas estão posicionadas na horizontal fazendo com que o campo elétrico do sinal se propague no sentido tangencial às interfaces.

As misturas variam de 0 a 100% de água e os testes se deram

com variações laminar de água doce/óleo, água doce/ar, água do mar/óleo e água do mar/ar. O óleo utilizado é o Spindura 10, um tipo de óleo lubrificante comercializado pela Chevron. O ambiente de testes permite que quantidades correspondentes a uma fração de 10% de água seja retirada do duto através de um frasco *Beacker* que possui uma escala volumétrica de 600 ml. Nos experimentos utilizando óleo, este último é adicionado através da abertura superior do duto enquanto que a fração de água é retirada por meio de uma torneira no outro lado do duto. As incertezas das frações de água retiradas da mistura através do *Beacker* não foram levadas em consideração. A temperatura ambiente do local foi mantida constante em aproximadamente 20° Celsius. Os detalhes do ambiente de testes podem ser observados na Figura 5.2.



**Figura 5.2:** Detalhes do ambiente de testes e do sensor acoplado aos módulos SNA.

Foram realizadas um total de 10 repetições para as misturas de água doce/óleo e água doce/ar utilizando a configuração das antenas na vertical.

Para a configuração utilizando as antenas na horizontal foram realizadas 27 repetições para cada mistura de água/óleo e água/ar e ainda 10 repetições para as misturas com óleo e ar utilizando água do mar.

Por meio das equações (5.2) a (5.5), apresentadas na subseção 5.1.3, foram obtidos estatisticamente a repetibilidade dos valores da frequência de ressonância em torno dos valores médios bem como o percentual de incerteza padrão em relação aos valores médios para cada fração de água. Também foi analisado o gráfico de distribuição de frequências para cada mistura.



### 5.2.2 Medições dinâmicas

Os ensaios dinâmicos foram realizados com o auxílio de parte da planta do processo de escoamento da Unidade Experimental de Escoamentos Multifásicos - UEEM do Departamento de Automação e Sistemas da UFSC.

A UEEM foi inicialmente projetada com o objetivo de reproduzir escoamentos multifásicos compostos por água, ar e óleo servindo de laboratório de pesquisas nas áreas de controle e instrumentação voltadas ao setor de petróleo e gás.

A planta industrial instalada na unidade contém reservatórios de água e óleo bem como separadores gás-líquido e de água e óleo. Dentre os principais equipamentos que compõem o sistema estão as bombas utilizadas para prover os fluxos de água e óleo, compressor, condensador e secador de ar, além de válvulas de controle, válvulas manuais e medidores de vazão para cada uma das fases do escoamento multifásico. A operação da planta se dá através de um supervisório de monitoramento e controle e a comunicação entre os instrumentos é feita por meio da rede Foundation Fieldbus.

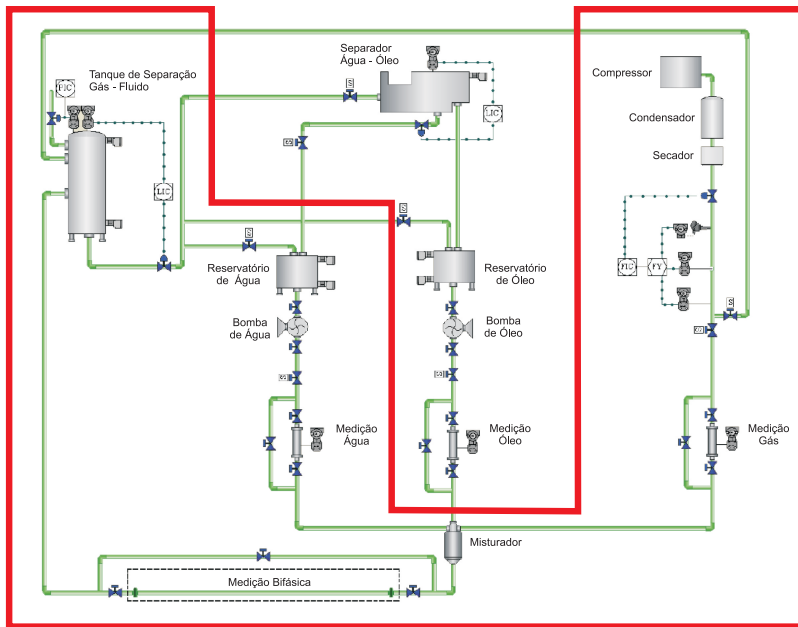
A disposição dos equipamentos se dá em duas estruturas, a Casa de Utilidades, onde fica a maioria dos atuadores, os tanques separadores, os reservatórios e as instalações elétricas, e o Laboratório de Medição de Escoamentos Multifásicos, onde são realizados os experimentos com os instrumentos objetos de pesquisa.

Os experimentos contendo um fluxo de água, ar e óleo não puderam ser realizados devido a uma série de problemas na comunicação entre os instrumentos da planta bem como no sensor que monitora a interface água/óleo no vaso de pressão. Estes e outros problemas não foram resolvidos até o prazo previsto para o término da pesquisa e, portanto, foram feitas medições apenas com um fluxo de água e ar utilizando para este fim uma parte da malha de escoamento.

O diagrama da UEEM está exposto na Figura 5.3. A malha dos equipamentos que foram utilizados está destacada em vermelho.

Para realizar as medições foram utilizadas apenas as malhas do controle de nível e de pressão do vaso de pressão e ainda o monitoramento da vazão de água por meio de um medidor de vazão eletromagnético. A vazão de água foi controlada manualmente utilizando o inversor de frequência que controla a velocidade da bomba. Os demais equipamentos da planta não foram utilizados, não sendo possível com isso inferir sobre a fração de cada fase, uma vez que a vazão de ar não pôde ser monitorada.

Na Figura 5.4 está ilustrada a tela do supervisório de monito-

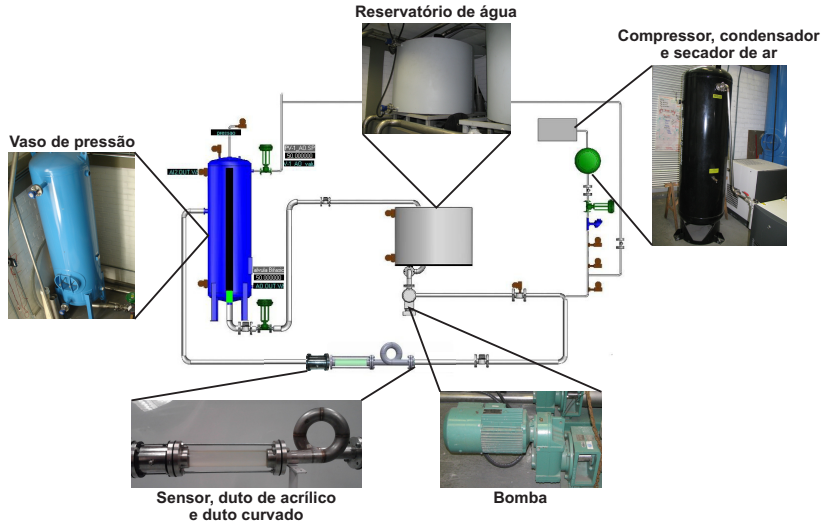


**Figura 5.3:** Diagrama de instrumentação da Unidade Experimental de Escoamentos Multifásicos.

ramento dos instrumentos utilizados e a foto real dos equipamentos instalados na planta.

Como pode ser observado na Figura 5.4, a malha utilizada consiste em um reservatório de água através do qual o fluxo de água é provido por meio de uma bomba. O ar comprimido parte do reservatório de ar e é injetado no fluxo de água. Em seguida o fluxo bifásico de água e ar passa através de um duto curvado a fim de reduzir a turbulência do escoamento e produzir um padrão estratificado antes de chegar ao sensor. O padrão de fluxo pode ser observado por meio do duto de acrílico que é instalado logo após o duto curvado. Em seguida, o fluxo contendo água e ar segue para o vaso de pressão. No vaso de pressão ocorre a separação gás-líquido e a parte líquida do fluido, que nos experimentos realizados contém somente água, chega até o reservatório por meio da ação de pressão.

Foram feitas medições com fluxo turbulento e estratificado com e sem a presença de ar controlando apenas a velocidade da bomba através do inversor de frequência e a injeção de ar comprimido por meio de uma



**Figura 5.4:** Instrumentos utilizados no experimento dinâmico para o escoamento bifásico água/ar.

válvula esfera.

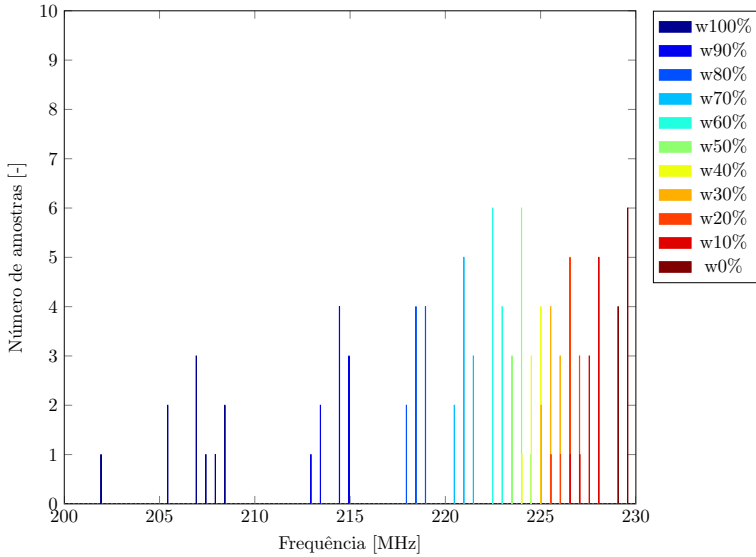
Na próxima seção serão mostrados e analisados os resultados alcançados para as medições estáticas e dinâmicas realizadas.

## 5.3 Resultados

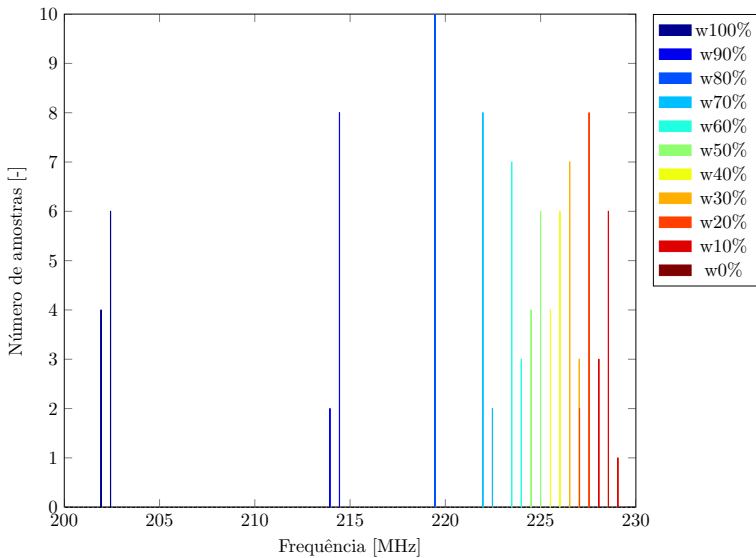
### 5.3.1 Medições estáticas

Como foi analisado na seção 3.2 do capítulo 3 há uma distinção no comportamento do sensor em função do posicionamento das antenas na lateral do cilindro da cavidade ressonante. Para caracterizar ambos os comportamentos, foram realizadas medições com as antenas na vertical (normal ao fluxo) e também na horizontal (tangencial ao fluxo).

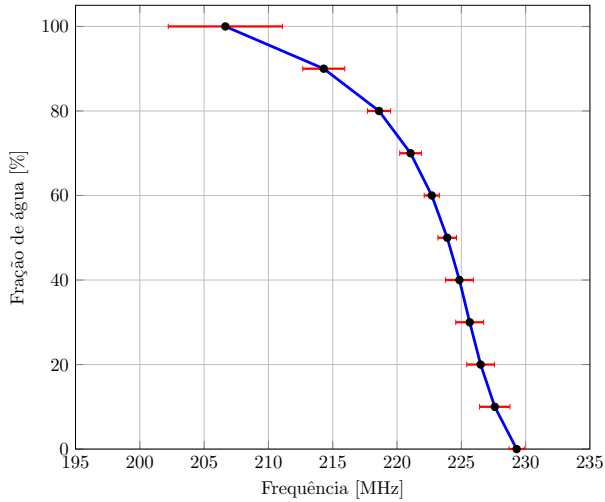
Para as medições realizadas com as antenas na vertical, pode-se observar através das Figuras 5.5 e 5.6 a distribuição de frequências dos valores correspondentes à frequência de ressonância em função das frações de água para as misturas de água doce/óleo e água doce/ar respectivamente. Nas Figuras 5.7 e 5.8 estão expostas as curvas de resposta do sensor formadas pelos valores médios das frequências de



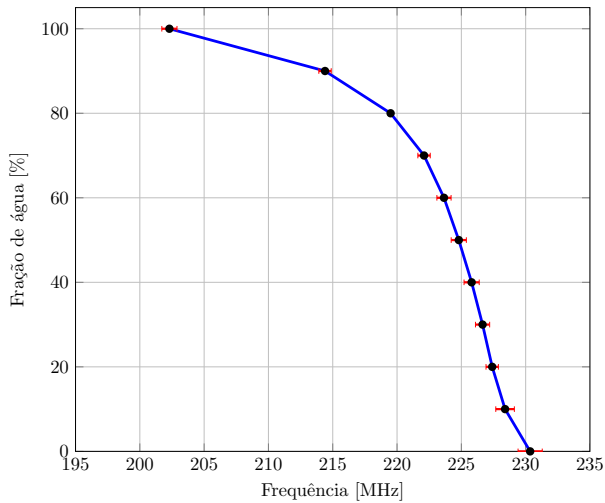
**Figura 5.5:** Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na vertical.



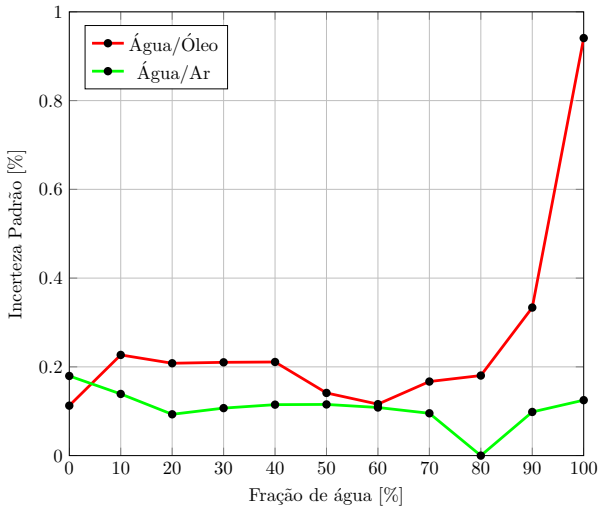
**Figura 5.6:** Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical.



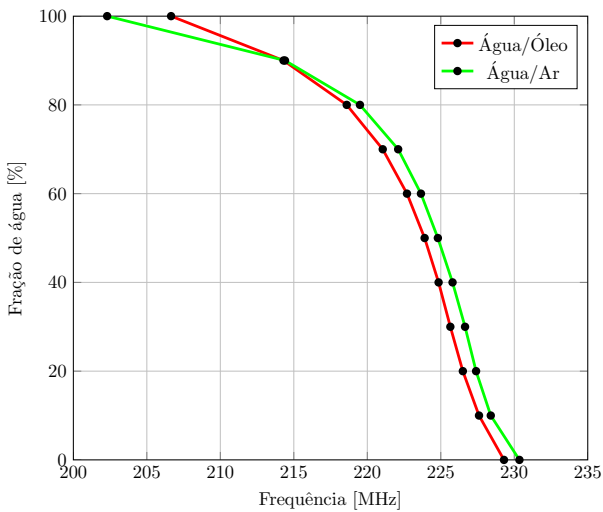
**Figura 5.7:** Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na vertical.



**Figura 5.8:** Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical.



**Figura 5.9:** Percentual da incerteza padrão das medições em relação aos valores médios para misturas de Água doce/Óleo e Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical.



**Figura 5.10:** Curvas de resposta compostas pelos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água doce/Óleo e Água doce/Ar com as antenas posicionadas na vertical.

ressonância e a faixa de repetibilidade em relação aos valores médios para cada fração de água para as medições feitas com óleo e com ar nesta sequência.

O percentual de incerteza padrão em relação à media dos valores das frequências de ressonância para ambas as misturas em função das frações de água está ilustrado na Figura 5.9.

A fim de analisar o comportamento do sensor para ambas as misturas, as curvas características de resposta com os valores médios das frequências de ressonância para cada mistura foram plotadas juntas na Figura 5.10.

Por meio das Figuras 5.5 e 5.6 consegue-se observar que para as medições com óleo há um maior erro aleatório sendo que os valores mais frequentes ocorrem na faixa entre 50 e 60%, enquanto que para as medições com ar a parcela de erro aleatório é menor principalmente na faixa em torno da fração de 80% de água.

O aumento do erro aleatório em torno da faixa de 100% para a mistura de água e óleo pode ser mais bem analisado no gráfico da curva de resposta exposta na Figura 5.7. Percebe-se que há um erro aleatório maior nesta faixa que vai reduzindo na medida em que a fração de água é reduzida. Em torno de 60% o erro aleatório se reduz, fato que pode ser confirmado através da Figura 5.5 devido à maior frequência de valores nesta faixa. Em resumo as medições com óleo apresentaram um erro aleatório maior nas extremidades e mais acentuado para médias frações, apresentando ainda uma redução em torno da faixa de 0%. Já as medições com ar apresentaram um erro aleatório menor em quase todas as faixas, como pode ser constatado na Figura 5.8.

Percebe-se através da Figura 5.10 que o sensor comporta-se de forma equivalente em ambos os casos. Outra característica perceptível por meio da Figura 5.10 é a de que entre 0 e 80% o sensor apresenta uma sensibilidade constante com um intervalo dinâmico em torno de 20 MHz enquanto que acima de 80% a sensibilidade é bastante reduzida e apresenta um intervalo dinâmico em torno de 8 MHz. A sensibilidade variável do sensor é resultado da característica não linear da curva de resposta com as antenas posicionadas na vertical.

Com base na Figura 5.9 constata-se ainda que em geral o percentual de incerteza padrão dos resultados para a mistura de água doce/ar mantém-se abaixo dos valores registrados para a mistura de água doce/óleo. Esta última apresenta um valor elevado na faixa entre 80 e 100% de água. Uma das possíveis causas desta grande diferença entre os valores é que para a mistura de água doce/óleo a água utilizada mantém-se contaminada com o óleo, visto que este não se separa total-

mente da água apenas por gravidade. Outro fator que supostamente contribui é a baixa sensibilidade do instrumento para os valores acima de 80% de água como foi anteriormente constatado, fazendo com que haja uma faixa de erro aleatório maior nestas frações.

De forma análoga ao caso anterior, foram realizadas as análises para as medições com as antenas na horizontal considerando ainda as medições utilizando água do mar.

Nas Figuras 5.11 e 5.12 estão expostas a distribuição de frequências dos valores correspondentes à frequência de ressonância em função das frações de água para as misturas de água doce/óleo e água doce/ar respectivamente com as antenas na horizontal.

Assim como no caso anterior, também foram traçadas as curvas de resposta com base nos valores médios das frequências de ressonância para ambas as misturas como exposto na Figura 5.13 para as medições com água doce e óleo e na Figura 5.14 para as medições com água doce e ar.

Analisando as Figuras 5.11 e 5.12 percebe-se que o erro aleatório para a mistura de água e óleo é maior em relação à mistura com água e ar, uma vez que, a mistura com óleo apresentou uma frequência máxima de 14 amostras em torno de 60% enquanto que para a mistura com ar obteve-se uma frequência máxima igual a 17 amostras em torno de 80%.

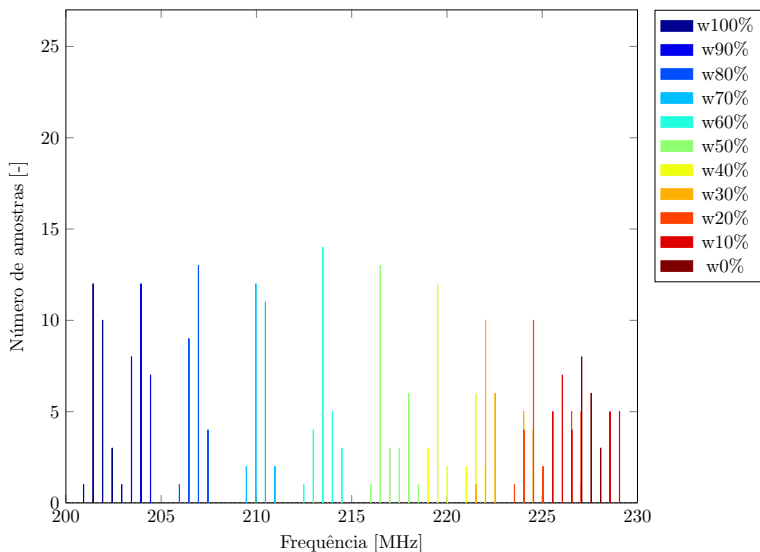
Com base nas Figuras 5.13 e 5.14 percebe-se que diferentemente das medições com as antenas na vertical, o erro aleatório da mistura contendo óleo é menor em altas frações de água, crescendo de forma contínua na medida em que a fração de água se reduz. Este fato pode ser explicado com base na sensibilidade do instrumento para esta faixa de medição visto que a não-linearidade da curva característica da resposta com as antenas na vertical faz com que a relação resposta/estímulo seja menor entre 80 e 100% de água ao passo que com as antenas na horizontal a sensibilidade mantém-se constante devido a linearidade da curva de resposta. Com isso, pequenas variações da fração de água resultaram em um erro aleatório maior para o caso na vertical.

Os erros aleatórios correspondentes à curva de resposta para a mistura contendo ar com as antenas na horizontal (Figura 5.14) comportaram-se de forma análoga ao caso com as antenas na vertical só que, no entanto, são maiores.

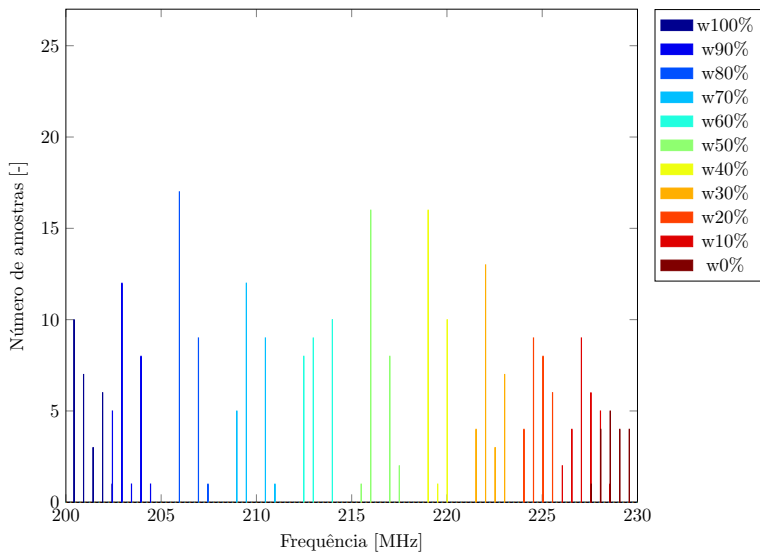
Na Figura 5.15 estão expostas as curvas do percentual de incerteza padrão para as medições realizadas com água doce ar e óleo.

Os valores do percentual de incerteza padrão expostos na Figura 5.15, apresentaram um comportamento distinto em relação ao caso anterior.

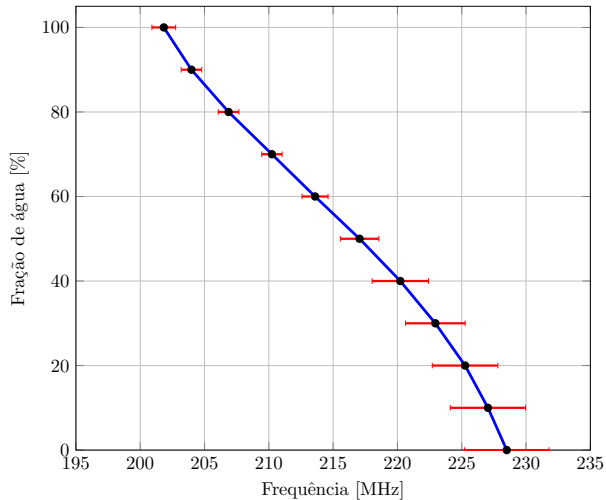




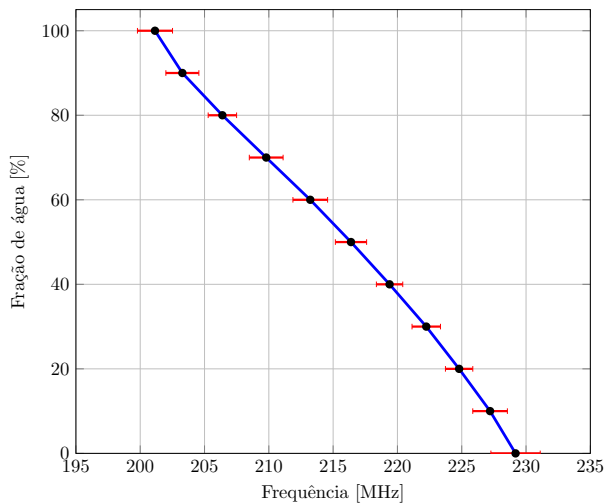
**Figura 5.11:** Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.



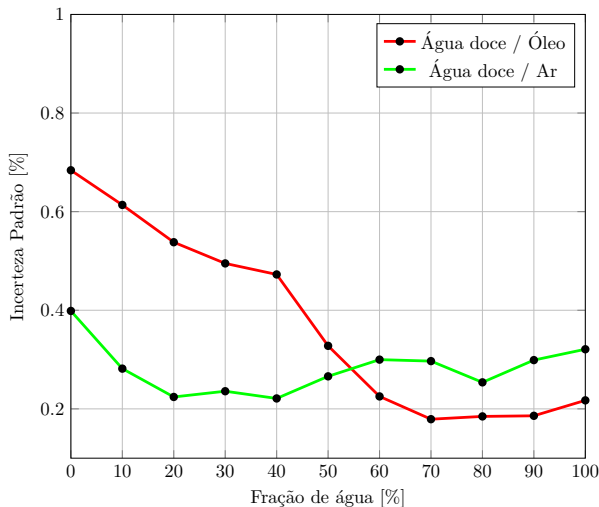
**Figura 5.12:** Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.



**Figura 5.13:** Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.



**Figura 5.14:** Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondente à mistura de Água doce/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.



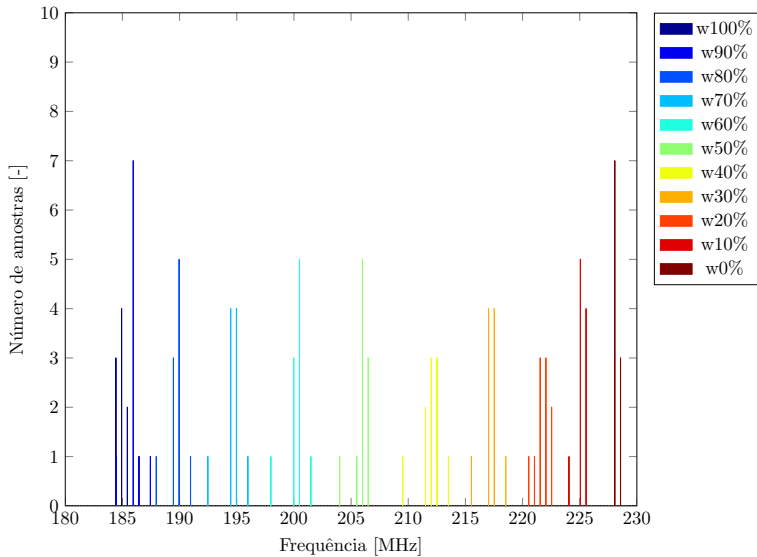
**Figura 5.15:** Percentual de incerteza padrão das medições em relação aos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água doce/Óleo e Água doce/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.

O percentual de incerteza padrão da mistura contendo água doce/óleo manteve-se acima dos valores referentes às medições com ar entre 0 e aproximadamente 55%, momento no qual torna-se menor do que a mistura contendo água doce e ar. De uma forma geral, a presença de ruídos devido à grande atenuação do sinal nas baixas frações de água pode ser fator contribuinte para um maior erro aleatório dos valores para ambas as misturas, principalmente para as misturas compostas por água e óleo, visto que este último mantém a água permanentemente contaminada.

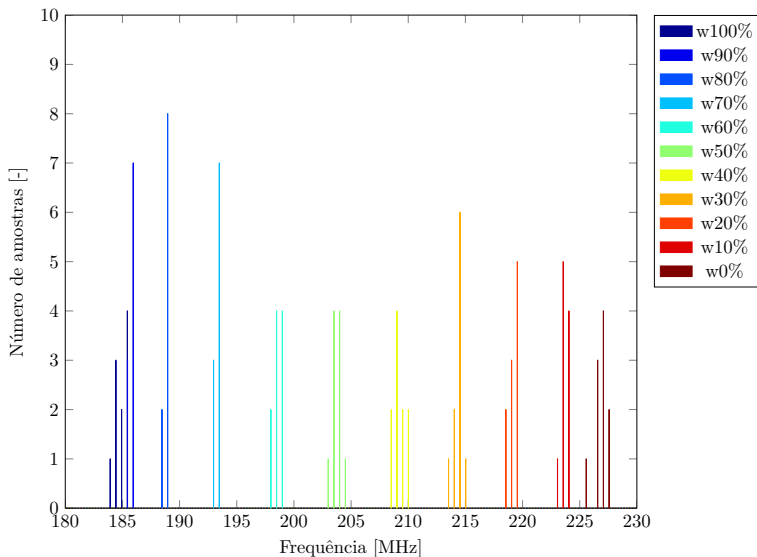
Finalmente, nas Figuras 5.16 e 5.17 estão expostas as distribuições de frequências para as medições realizadas com água do mar, óleo e ar. As respectivas curvas de resposta com as faixas de erro aleatório associadas à cada fração de água são mostradas nas Figuras 5.18 e 5.19.

Analisando as Figuras 5.16 e 5.17 percebe-se que, de forma análoga às misturas com água doce há um menor erro aleatório para as medições contendo ar em relação às medições contendo óleo como pode ser visto na faixa entre 70 e 90% na Figura 5.17. Através das curvas de resposta mostradas nas Figuras 5.18 e 5.19, percebe-se claramente este resultado.

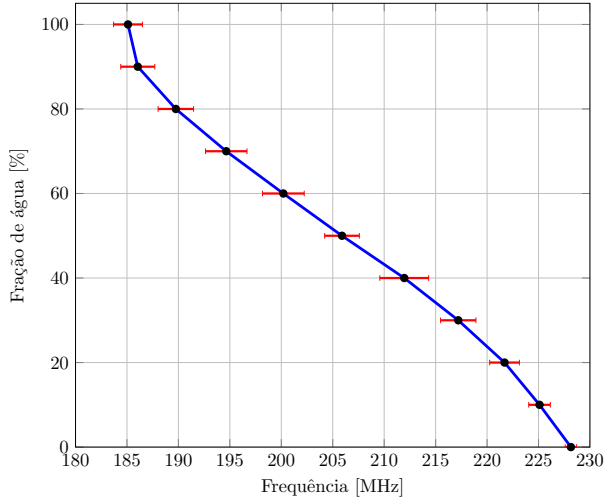
Através da Figura 5.20 percebe-se que as medições com água do



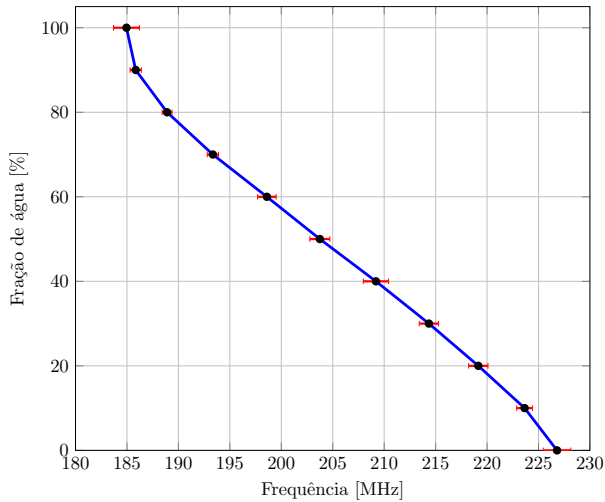
**Figura 5.16:** Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água do mar/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.



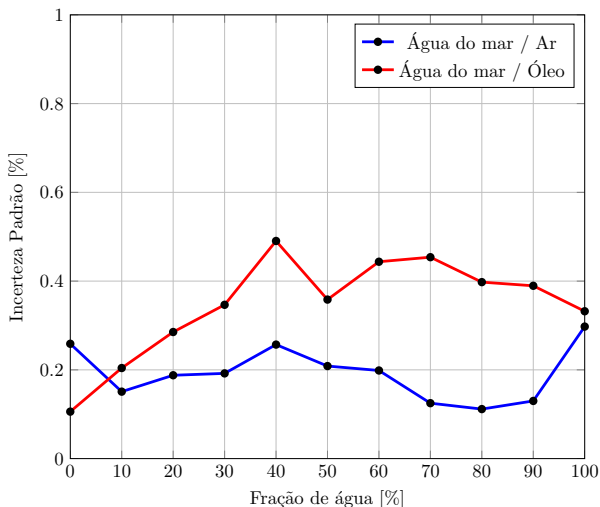
**Figura 5.17:** Distribuição de frequências dos valores correspondentes à mistura de Água do mar/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.



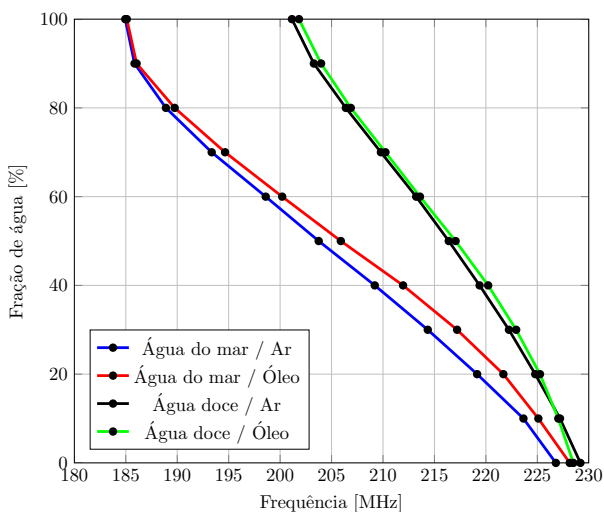
**Figura 5.18:** Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondentes à mistura de Água do mar/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.



**Figura 5.19:** Curva de resposta composta pelos valores médios das frequências de ressonância e as faixas de repetibilidade para cada fração de água correspondentes à mistura de Água do mar/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.



**Figura 5.20:** Percentual da incerteza padrão das medições em relação aos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água do mar/Óleo e Água do mar/Ar com as antenas posicionadas na horizontal.



**Figura 5.21:** Curvas de resposta compostas pelos valores médios das frequências de ressonância para as misturas de Água do mar/Ar, Água do mar/Óleo, Água doce/Ar e Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.

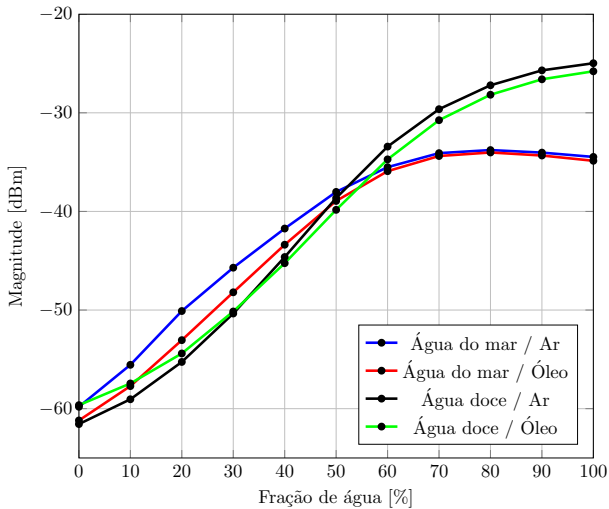
mar e óleo apresentaram um percentual de incerteza padrão decrescente na faixa entre 0 e 40% de água, mantendo-se acima dos valores correspondentes às medições com ar durante quase toda a faixa de medição. O percentual de incerteza padrão para as misturas com água e ar manteve-se abaixo de 0,3% em toda a faixa de medição.

Na Figura 5.21 pode-se verificar as curvas de resposta com os valores médios das frequências de ressonância em função das frações de água para todas as misturas realizadas com as antenas na horizontal. A faixa dinâmica de frequência para as medições com água do mar, em torno de 45 MHz é superior em relação à faixa dinâmica de frequência para as medições com água doce, em torno de 30 MHz, ou seja, na presença de água salina, o sensor torna-se mais sensível às alterações do conteúdo de água, o que pode ser uma vantagem, uma vez que na prática as medições ocorrerão sempre na presença de água do mar. Percebe-se ainda que as primeiras ressonâncias ocorrem em valores mais baixos de frequência, sendo em torno de 15 MHz mais baixa para 100% de água. Essa diferença vai reduzindo na medida em que as frações de água diminuem. Este resultado pode ser justificado por meio da diferença entre as permissividades relativas da água doce e da água salgada. Como foi analisado em [27] a permissividade relativa da água salina apresenta parte real menor e uma parte imaginária muito maior em relação às partes real e imaginária da permissividade relativa da água doce, que é em torno de 81 e 1 respectivamente na faixa entre 100 e 400 MHz. Assim, de acordo com a equação (3.5), a frequência de ressonância para as misturas com água do mar torna-se menor em relação às misturas com água doce, levando-se em consideração o módulo dos resultados.

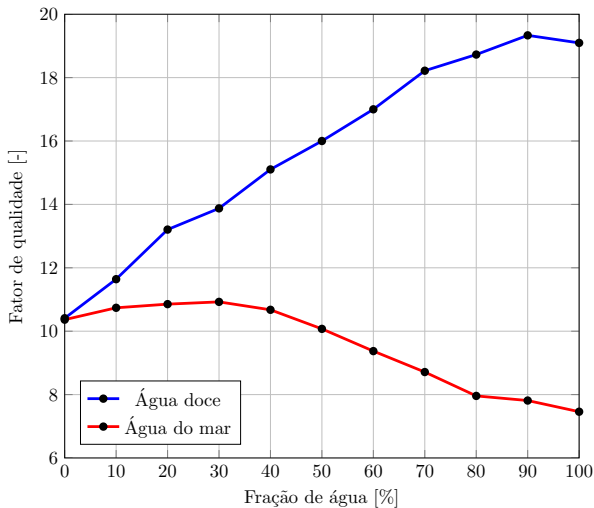
Outra característica da água salina é a forte atenuação do sinal que ocorre para frações acima de 50% como pode ser observado na Figura 5.22. Este fato é consequência da influência que os meios com maior condutividade exercem, fazendo com que a constante de atenuação seja elevada o que resulta em uma maior absorção do sinal reduzindo com isso o fator de qualidade dos picos de ressonância, como pode ser observado através das Figuras 5.24 e 5.25 para as misturas de água doce/ar e água do mar/ar respectivamente.

Na Figura 5.23 pode ser analisado a evolução do fator de qualidade para os dois casos. O fator de qualidade para a mistura contendo água doce mantém-se superior em todas as frações, sendo que em altas frações é ainda maior deixando claro o efeito causado pela maior atenuação do sinal na presença de meios com maior condutividade.

A fim de caracterizar o comportamento do sensor com base nas

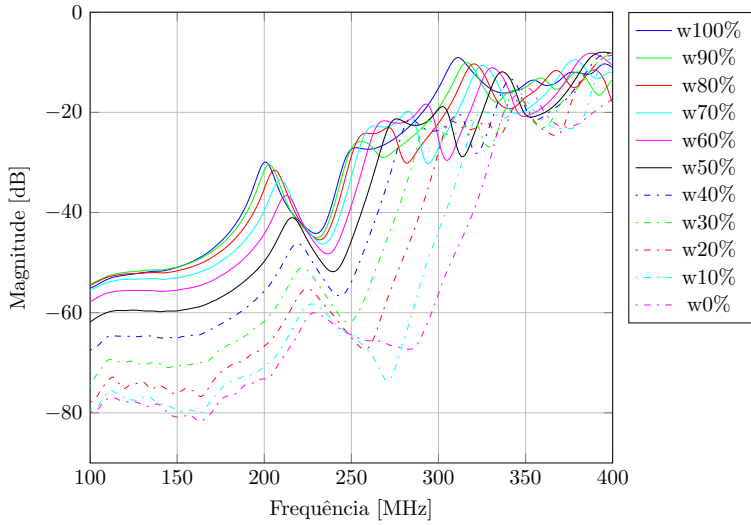


**Figura 5.22:** Valores médios da magnitude do sinal para as misturas de Água do mar/Ar, Água do mar/Óleo, Água doce/Ar e Água doce/Óleo com as antenas posicionadas na horizontal.

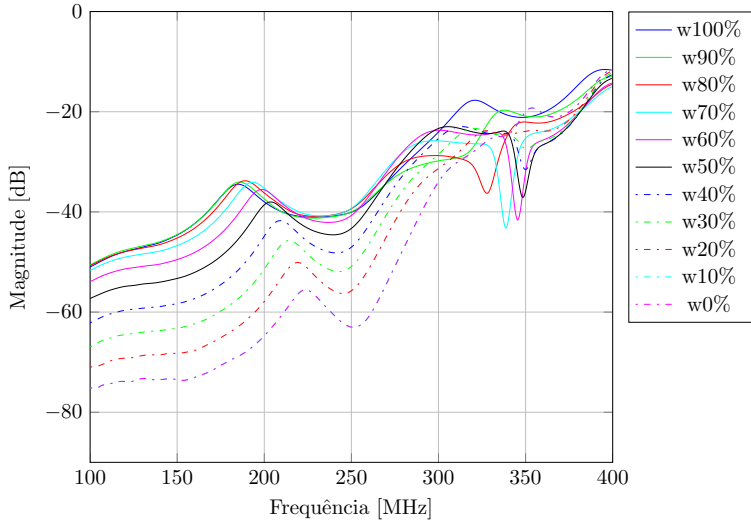


**Figura 5.23:** Comparação entre os fatores de qualidade do primeiro modo ressonante para as misturas de Água doce/ar e Água do mar/ar.





**Figura 5.24:** Parâmetro  $S_{21}$  para uma variação de 0 a 100% de água para uma mistura de água doce/ar com as antenas posicionadas na horizontal.



**Figura 5.25:** Parâmetro  $S_{21}$  para uma variação de 0 a 100% de água para uma mistura de água do mar/ar com as antenas posicionadas na horizontal.

medições efetuadas, as curvas de resposta expostas na Figura 5.21 foram identificadas através de uma interpolação polinomial de quinta ordem cujos valores dos coeficientes estão expostos na Tabela 5.1. Por meio da aplicação dos coeficientes na equação 5.6 pode-se inferir sobre a fração de água  $w_f$  de cada mistura dada uma frequência de ressonância  $f_r$ .

$$w_f(f_r) = p_1 f_r^5 + p_2 f_r^4 + p_3 f_r^3 + p_4 f_r^2 + p_5 f_r + p_6 \quad (5.6)$$

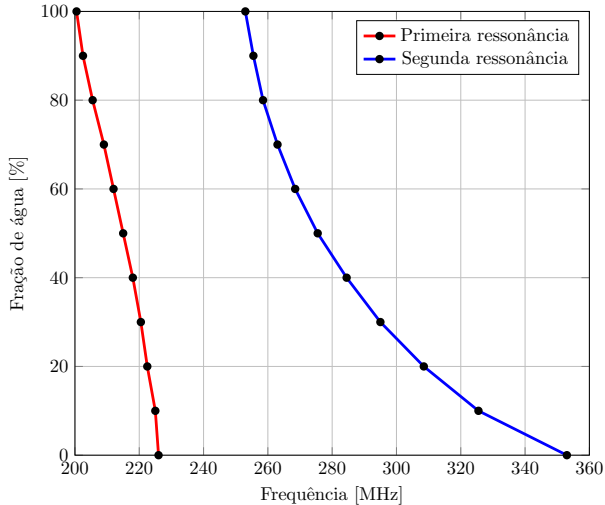
As curvas médias de ambas as misturas para a configuração das antenas na vertical puderam ser identificadas utilizando-se o método de interpolação polinomial segmentada. Percebe-se que a configuração com as antenas na horizontal apresenta um comportamento mais linear em relação à configuração na vertical, portanto, levou-se em consideração apenas os resultados obtidos na configuração com as antenas na horizontal.

Ainda em relação ao cálculo do percentual de incerteza padrão, algumas fontes de incerteza como a variação da temperatura ambiente (embora tenha sido mantida o mais constante possível), a escala do frasco *Beacker* utilizado para remover as frações de água do sensor, a precisão dos módulos que compõem o SNA, a emulsão que ocorre na interface entre água e óleo, que pode ser considerada uma terceira fase, assim como as incertezas causadas pelo operador, todas elas foram negligenciadas.

**Tabela 5.1:** Coeficientes dos polinômios de quinta ordem utilizados para inferir sobre a fração de água em cada mistura.

Coefficientes	Água doce / Óleo	Água doce / Ar	Água do mar / Óleo	Água do mar / Ar
$p_1$	$-1,7984 * 10^{-5}$	$-1,4185 * 10^{-5}$	$-3,5568 * 10^{-6}$	$-5,6531 * 10^{-6}$
$p_2$	$1,9273 * 10^{-2}$	$1,5347 * 10^{-2}$	$3,7039 * 10^{-3}$	$5,8659 * 10^{-3}$
$p_3$	$-8,2630$	$-6,6402$	$-1,5432$	$-2,4328$
$p_4$	$1,7715 * 10^3$	$1,4362 * 10^3$	$320,8959$	$504,0977$
$p_5$	$-1,8993 * 10^5$	$-1,5529 * 10^5$	$-3,3371 * 10^4$	$5,2185 * 10^4$
$p_6$	$8,1462 * 10^6$	$6,7157 * 10^6$	$1,3876 * 10^6$	$2,1594 * 10^6$

As curvas do parâmetro  $S_{21}$  para a mistura contendo água doce e ar para cada fração de água podem ser observadas através da Figura 5.24, enquanto que para a mistura contendo água do mar e ar estão expostas na Figura 5.25. Para a mistura de água doce/ar pode-se inferir também a fração de água a partir do segundo modo ressonante como pode ser observado na Figura 5.26 onde são mostradas as curvas características para a primeira e segunda ressonância, já para a mistura contendo água do mar a segunda ressonância não apresenta um



**Figura 5.26:** Deslocamento da primeira e segunda ressonâncias.

comportamento bijetor para a análise, como pode ser visto na Figura 5.25. Para a mistura de água doce e ar, percebe-se que ambas as curvas são bijetoras e podem ser utilizadas como variáveis no processo de medição, porém, como mostrado na Figura 5.24, os picos da segunda ressonância apresentam um fator de qualidade baixo devido à grande atenuação do sinal, o que resulta, em alguns casos, no desaparecimento da ressonância. Sendo assim, medições com base na segunda ressonância tornam-se inadequadas diante deste fato, embora a faixa dinâmica do segundo modo ressonante seja maior em relação à faixa dinâmica da primeira ressonância, como pode ser observado através da Figura 5.26 visto que para primeira ressonância tem-se um deslocamento total de 30 MHz enquanto que para a segunda o deslocamento total é de 100 MHz.

### 5.3.2 Medições dinâmicas

O escoamento contendo água e ar utilizado nas medições dinâmicas é bastante turbulento. As medições são tomadas após a passagem do fluxo pelo duto curvado cuja finalidade é reduzir a turbulência e criar um padrão de fluxo o mais próximo possível de um escoamento estratificado. No entanto, as medições são comprometidas em parte devido ao pequeno espaço físico do Laboratório de Medição de Escoamentos

Multifásicos, uma vez que as curvas dos dutos que direcionam o fluxo através da malha de escoamento impõem ainda mais perturbações no fluido.

Contudo, a partir do controle manual da velocidade da bomba por meio do inversor de frequência e ainda através do controle manual de abertura da válvula de injeção de gás conseguiu-se obter um comportamento estratificado do fluxo para 6 frações distintas de água e ainda observar o comportamento do sensor frente a padrões de fluxo turbulentos.

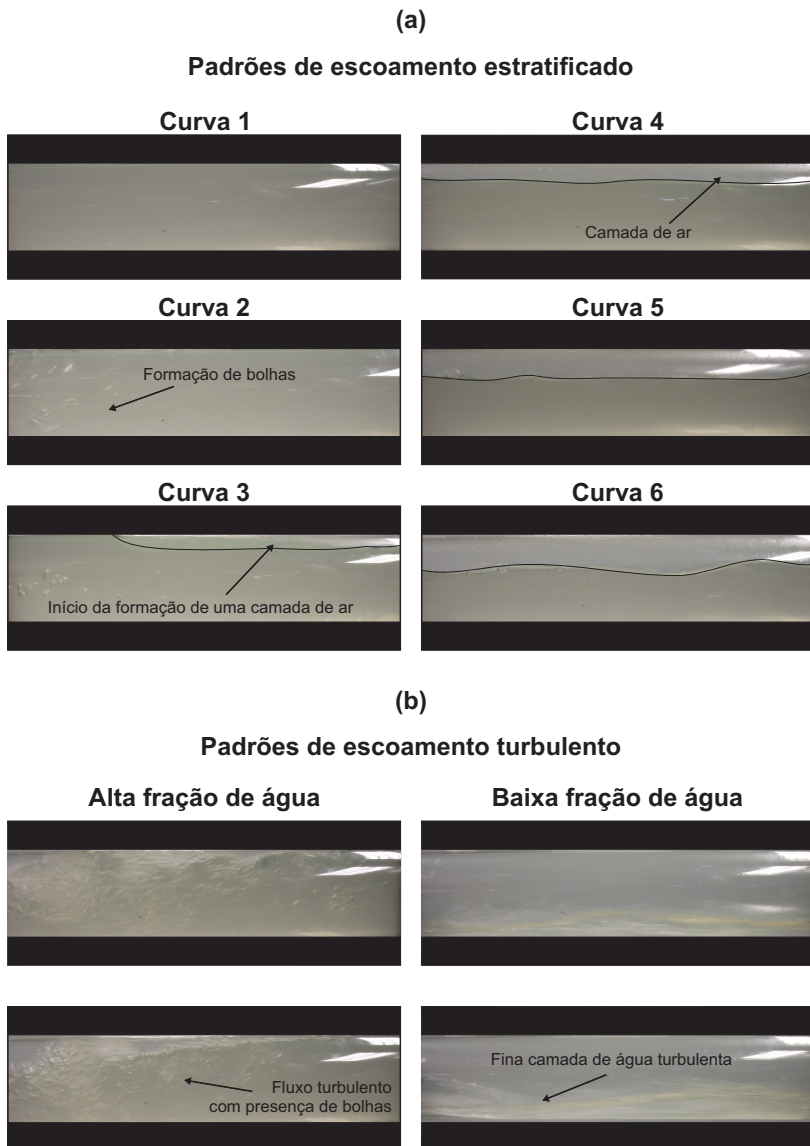
As curvas foram levantadas a partir de vazões distintas de água como pode ser observado na Tabela 5.2.

**Tabela 5.2:** Parâmetros dos padrões de fluxo reproduzidos.

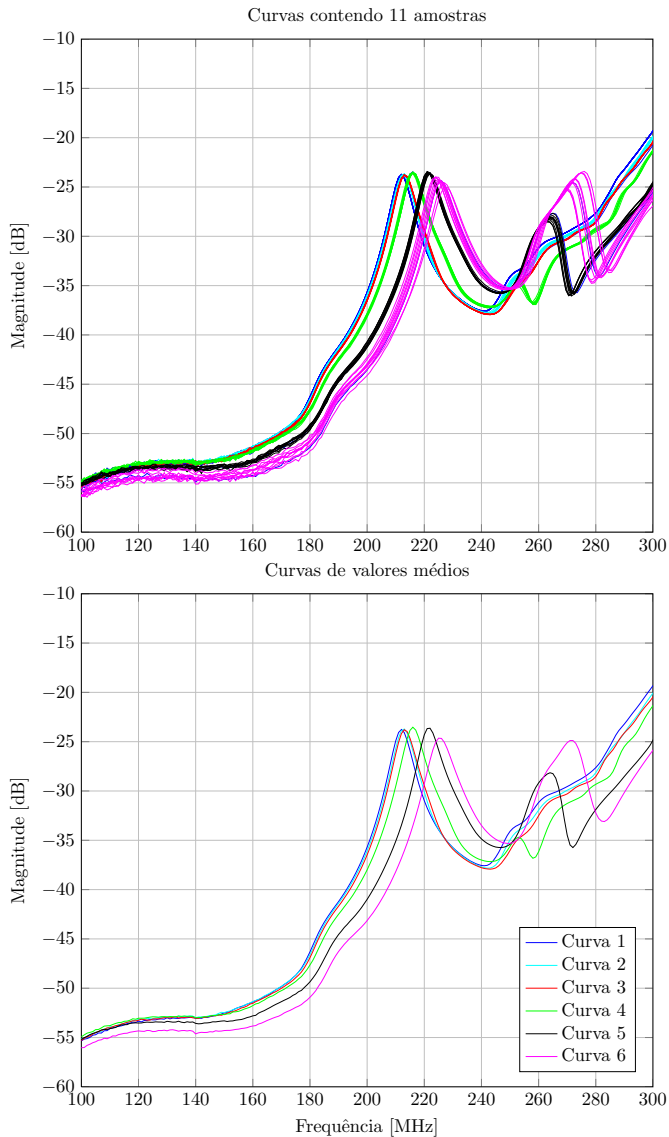
Padrão de fluxo	Frequência da bomba [Hz]	Vazão de água [ $m^3/h$ ]	Válvula de gás
Estratificado 01	35	6,23	Fechada
Estratificado 02	22,5	4,05	Fechada
Estratificado 03	30	5,4	Parcialmente fechada
Estratificado 04	18	3,24	Parcialmente fechada
Estratificado 05	13	2,29	Parcialmente fechada
Estratificado 06	10	1,75	Fechada
Turbulento 01	35	6,23	Parcialmente aberta
Turbulento 02	22,5	4,05	Aberta

Na Figura 5.27 estão expostas as fotos dos padrões de escoamento descritos na Tabela 5.2. Na Figura 5.28 são mostradas as curvas originadas através das seis diferentes frações de água para os escoamentos estratificados que foram reproduzidos. Foram armazenadas amostras de 11 medições para cada fração de água. No gráfico superior estão as 11 curvas para cada porcentagem de água enquanto que no gráfico inferior estão as curvas médias para cada caso. De forma análoga, na Figura 5.29 são mostradas as curvas referentes aos padrões de fluxo turbulentos. Controlando a vazão de água e a abertura da válvula de gás podem-se obter escoamentos turbulentos com altas e baixas frações de água.

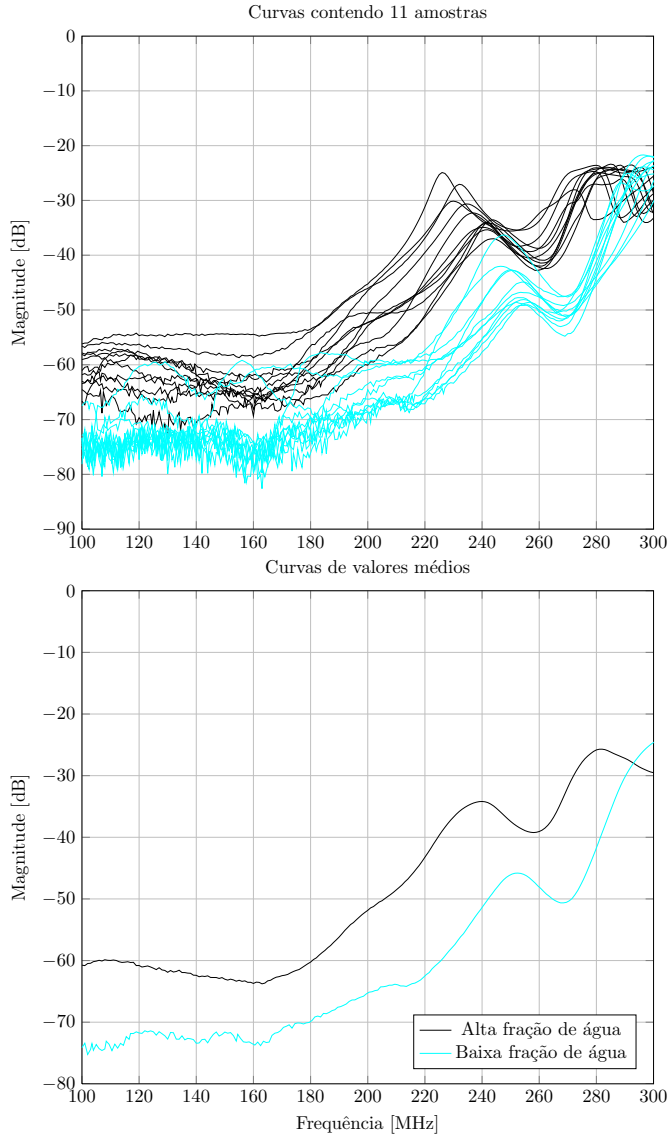
A partir do monitoramento da frequência do primeiro modo ressonante das curvas referentes aos padrões de fluxo estratificados pode-se inferir sobre a fração de água presente na mistura utilizando a caracterização efetuada através dos experimentos estáticos, uma vez que a equação característica do comportamento do sensor dada em (5.6) com os coeficientes referentes à mistura de água doce e ar expostos na terceira coluna da Tabela 5.1, foi identificada com base em uma variação laminar de água e ar com as antenas na horizontal. Sob este aspecto podem-se fazer duas considerações: (a) o padrão de fluxo estratificado, embora apresente um comportamento semelhante à variação laminar



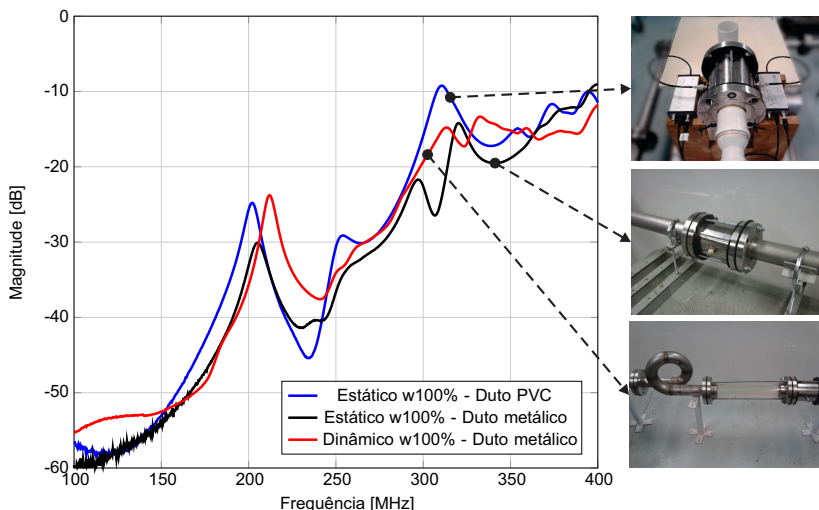
**Figura 5.27:** Fotos dos padrões de fluxo (a) estratificado e (b) turbulento, reproduzidos com base nos parâmetros expostos na Tabela 5.2.



**Figura 5.28:** Curvas geradas a partir de um padrão de escoamento estratificado para as frações de água visualizadas na Figura 5.27(a) com os parâmetros de operação expostos na Tabela 5.2.



**Figura 5.29:** Curvas geradas a partir de um padrão de escoamento turbulento para as frações de água visualizadas na Figura 5.27(b) com os parâmetros de operação expostos na Tabela 5.2.



**Figura 5.30:** Comparação entre as curvas de ressonância correspondentes ao caso estático e dinâmico para uma fração de 100% de água, considerando os ambientes formados por dutos de PVC e dutos metálicos.

de água e ar para o caso estático, naturalmente comportará perturbações devido à diferença das velocidades na interface dos dois fluidos imiscíveis (água e ar), agregando ainda mais incertezas no cálculo da fração de água e (b) qualquer perturbação que possa desconfigurar a calibração do sensor pode descaracterizar o seu comportamento, visto que os campos eletromagnéticos dentro da cavidade são estritamente dependentes das características estruturais do sensor e das propriedades dielétricas do meio no qual as ondas se propagam.

Portanto, em virtude principalmente da segunda consideração, os resultados dos experimentos dinâmicos para os padrões de fluxo estratificados não foram exatamente compatíveis com os resultados estáticos, como pode ser observado através da Figura 5.30, na qual são expostas as curvas de ressonância correspondentes a uma fração de 100% de água considerando os ambientes de testes formados por dutos de PVC e por dutos metálicos. Percebe-se que as curvas, embora semelhantes, apresentam comportamentos distintos. Para o caso estático com dutos de PVC a frequência do primeiro modo ressonante se dá em torno de 202 MHz enquanto que para o caso estático com dutos metálicos a frequência de ressonância se dá em torno de 204 MHz. Já para o caso dinâmico no ambiente com dutos metálicos a frequência de ressonância



sofre um acréscimo ainda maior e ocorre em torno de 212 MHz, que é aproximadamente 10 MHz maior do que o caso estático com dutos de PVC. Note que a atenuação do pico de ressonância também é distinta em cada caso. Fica claro que houve uma descaracterização do comportamento do sensor que pode ter sido ocasionada pela influência dos dutos de aço da tubulação no campo eletromagnético que se propaga no interior da cavidade ressonante, uma vez que as medições estáticas foram realizadas utilizando o ambiente de testes composto por dutos de PVC como descrito na seção 5.2.1. Desta forma, ao substituir os valores das frequências de ressonância das seis curvas na equação (5.6) com os coeficientes referentes à mistura de água doce e ar, obtém-se os valores iguais a 63,6%, 61,1%, 60,5%, 51,4%, 32,3% e 17,2% para as curvas de 1 a 6 respectivamente. Ao observar o escoamento através da Figura 5.27, fica claro que estes valores não são compatíveis com o real conteúdo de água.

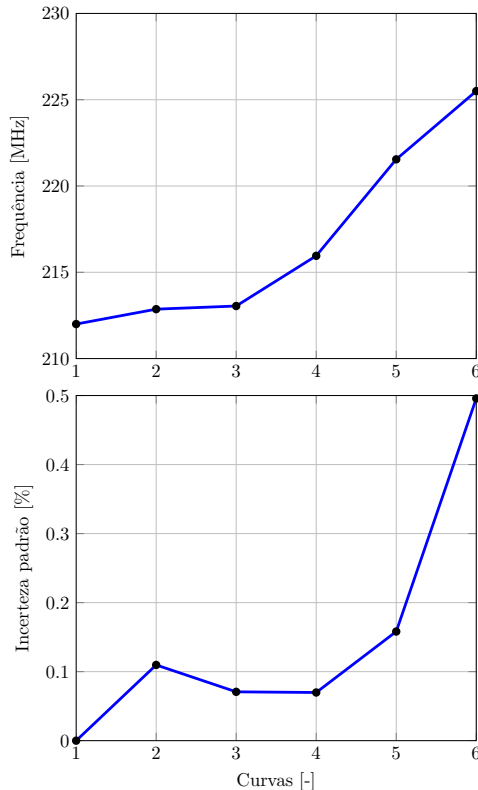
Fazendo-se uma correção de 10 MHz nos resultados obtidos o cálculo da fração de água utilizando novamente a equação (5.6) apresenta os valores iguais a 95,5%, 91,8%, 91,1%, 80,9%, 64,9% e 52,8% para as curvas 1 a 6 respectivamente. Percebe-se que após a correção há uma coerência maior dos resultados, levando-se em conta as incertezas referentes à identificação da curva característica do sensor e ainda às duas considerações citadas anteriormente. O deslocamento da frequência do primeiro modo ressonante e a incerteza padrão dos resultados baseados nos valores médios das 11 amostras para cada fração de água estão ilustrados na Figura 5.31.

### 5.3.3 Considerações finais

A implementação da metodologia de análise proposta neste trabalho teve por objetivo obter uma base de dados para um levantamento metrológico parcial do instrumento que pudesse inferir sobre a qualidade das medições, no entanto, percebe-se que a aplicação de uma metodologia mais elaborada é necessária para assegurar resultados mais satisfatórios e coerentes, principalmente no que diz respeito às diferentes fontes de incerteza que foram negligenciadas na maioria das análises.

Com base nos resultados, pode-se elencar alguns parâmetros metrológicos do sensor.

Com as antenas posicionadas na horizontal o sensor apresenta uma relação bastante linear entre estímulo e resposta resultando em uma curva característica de resposta que assegura uma sensibilidade aproximadamente constante em quase toda a faixa de medição.



**Figura 5.31:** Freqüências do primeiro modo ressonante para as curvas médias de 1 a 6 e a incerteza padrão baseada nos valores médios.

A faixa de medição apresenta um intervalo entre 0 e 100% de fração de água.

Foram realizadas medições em passos de 10% da fração de água devido às limitações do ambiente de testes, o que resulta em divisões de 10%, enquanto que as demais frações podem ser encontradas por meio de interpolações polinomiais correspondentes às curvas características de resposta para cada mistura.

Na falta de um padrão que pudesse ser utilizado como valor verdadeiro convencional de comparação, não se pode inferir sobre a estimativa do erro sistemático, no entanto, pode-se inferir sobre a repetibilidade dos valores em torno dos valores médios, ou seja, a faixa dentro da qual o erro aleatório é esperado para as frações de água

utilizadas. Estes valores foram contabilizados considerando uma probabilidade de 95,45% para o fator de abrangência. A repetibilidade calculada, no entanto, não decorre apenas do instrumento mas também das características não bem controladas da mistura como, por exemplo, a contaminação da água pela presença do óleo e também as distintas amostras obtidas em dias diferentes que podem sofrer influência de fatores externos.

Nota-se que a repetibilidade é distinta para cada mistura e, com isso, para cada situação deve-se haver uma calibração do instrumento que é baseada nos componentes de cada fase do fluido.

O tempo de resposta total do instrumento que leva em consideração o tempo da varredura em frequência de 100 a 400 MHz, somado ao tempo que o algoritmo de identificação leva para identificar o pico do primeiro modo ressonante e em seguida calcular a fração através da função de quinta ordem é igual a 1,5 segundos. Estima-se que esse valor possa ser reduzido ao reduzir a faixa de frequência até o intervalo no qual a variação ocorre que, para o caso estático com água doce e ar é dada entre 200 e 250 MHz. A otimização do algoritmo de busca dos máximos também pode contribuir nesta redução.

## 5.4 Sumário

Neste capítulo foram introduzidos os principais aspectos dos sistemas de medição. Foram apresentados alguns resultados obtidos através das medições estáticas que deram suporte à caracterização e análise metrológica parcial do instrumento. As curvas de ressonância para cada mistura foram identificadas a fim de testar as funcionalidades dos módulos SNA para as medições em tempo real. Por fim, medições dinâmicas também foram realizadas a fim de observar o comportamento do sensor frente a padrões de fluxo estratificados e turbulentos.



# Capítulo 6

## Conclusão

Neste trabalho foi apresentado um estudo teórico e experimental do sensor eletromagnético de cavidade ressonante aplicado à medição de fração de água em fluídos bifásicos (água/óleo e água/ar), inicialmente desenvolvido em [27]. A medição realiza-se de forma indireta baseada na variação da frequência do primeiro modo ressonante em função da mudança da permissividade relativa do meio no qual o sinal eletromagnético de RF se propaga. Este monitoramento da frequência de ressonância é então relacionado à fração de água presente no duto de escoamento.

A utilização de medidores eletromagnéticos de cavidade ressonante se dá em diferentes aplicações e apresenta resultados bastante satisfatórios quando empregados para medir fração de água, visto que uma das principais propriedades da água é a sua permissividade relativa (em torno de 81 para água pura) que é superior à maioria dos demais materiais como o óleo (em torno de 2). Esta característica assegura um bom deslocamento da frequência do primeiro modo ressonante.

A influência do posicionamento das antenas foi estudada baseada na teoria da perturbação em cavidades ressonantes a fim de prover um conhecimento maior sobre o efeito do comportamento não linear da curva de resposta quando as antenas são posicionadas na vertical (normal ao fluxo). Os resultados mostraram que quando o campo elétrico incide de forma tangencial à amostra o deslocamento relativo da frequência de ressonância apresenta uma resposta mais linear e que, quando o campo elétrico incide de forma normal à amostra o comportamento é não linear, como pôde ser constatado por meio dos experimentos.

Um problema intrínseco do aspecto construtivo do sensor é a alta atenuação do sinal para o primeiro modo ressonante, fato que dificulta o monitoramento do pico de ressonância, visto que em baixas frações de água o pico de ressonância praticamente desaparece tornando a medição falha e inviável.

A atenuação do sinal ocorre principalmente devido à diferença entre as impedâncias das antenas do sensor e dos módulos de geração e recepção do sinal eletromagnético de RF. Portanto, a fim de tratar este problema foram estudadas técnicas para efetuar o casamento entre as impedâncias e com isso possibilitar uma maior transferência de potência do sinal através das antenas do sensor.

Com base nos dados dos parâmetros de espalhamento obtidos através de medições experimentais com água e ar, foi desenvolvido um modelo simplificado representativo das propriedades elétricas do sensor através de um circuito RLC com as perdas dos dados reais associadas a fim de abordar o problema com base na característica bem definida dos circuitos ressonantes RLC. O modelo elaborado emulou com bastante coerência o comportamento do primeiro modo ressonante da cavidade, embora não tenham sido considerados os demais modos, visto que o sensor foi projetado para operar somente através do primeiro modo. Um modelo que levasse em consideração o comportamento de ressonância dos demais modos apresentaria uma complexidade maior, fugindo do objetivo principal do trabalho.

A partir das análises baseadas em circuitos ressonantes e com os dados dos ensaios experimentais, foram elaboradas redes de elementos passivos a fim de filtrar as frequências do primeiro modo ressonante para as diferentes frações de água fazendo com que as frequências dos demais modos ressonantes fossem atenuadas.

Foram simuladas diferentes configurações de redes com um, dois, quatro e seis conjuntos de elementos passivos interligados em cascata a fim de prover uma maior banda passante para o sinal de RF. As redes foram elaboradas com base no fator de qualidade dos elementos em série e em paralelo a fim de simplificar os cálculos.

Os resultados de simulação mostraram que não há diferenças significativas para o deslocamento da frequência de ressonância em função do aumento da banda passante do sinal por meio de mais de um conjunto de elementos. No entanto, quando o projeto é feito baseado em uma frequência média as redes com mais de um conjunto de elementos apresentam resultados melhores, devido à banda larga do filtro, contudo, os projetos baseados em uma frequência média não apresentam resultados satisfatórios visto que a curva característica de resposta do

sensor deixa de ser bijetora, o que inviabiliza o método através do monitoramento da frequência do primeiro modo ressonante.

Todas as redes simuladas apresentaram uma redução na atenuação do sinal, embora as redes projetadas para uma frequência média tiveram resultados um pouco menos eficazes.

A diferença entre os valores de atenuação alcançados com e sem a presença das redes de adaptação foi de aproximadamente 20 dB para 100% de água e foi gradativamente aumentando até em torno de 30 dB para 0% de água, o que de fato é bastante satisfatório, visto que o principal problema está na faixa de valores abaixo de 50% de água, na qual o sinal sofre uma severa atenuação apresentando bastante ruído e fazendo com que a ressonância praticamente desapareça. Considerando a rede composta por um único conjunto de elementos projetada para uma fração em torno de 100% de água o ganho de potência é de aproximadamente 10 vezes maior em relação ao sinal não adaptado e de até 25 vezes maior para uma fração em torno de 0% de água.

Os resultados apontaram a necessidade em projetar as redes nas frequências pontuais de ressonância, visto que os elementos são projetados para uma frequência única, fora da qual o efeito do casamento entre as impedâncias se reduz gradativamente.

Uma das possíveis formas de realizar a adaptação seria por meio de um circuito formado por diversas redes. Após uma primeira varredura em frequência, a frequência do primeiro pico de ressonância é identificada e a rede de adaptação relativa à esta frequência é selecionada. Em seguida, após uma nova varredura, as impedâncias são casadas e uma nova identificação é feita.

Também pôde ser constatado que o monitoramento do segundo modo ressonante apresenta uma resolução ainda maior em relação ao primeiro, só que, no entanto, os picos de ressonância não são bem definidos. Uma possibilidade seria projetar redes com base na frequência do segundo modo ressonante a fim de aumentar o fator de qualidade da curva e, com isso, trabalhar com dois parâmetros de monitoramento.

Por fim, foram ainda implementadas duas redes de adaptação baseadas no projeto para uma fração de 100% de água a fim de observar o comportamento na prática. Constatou-se alguns problemas causados pelas indutâncias parasitas do circuito que são da mesma ordem de grandeza da indutância da rede o que pode ter contribuído para os resultados errôneos a priori obtidos. Com isso foram projetadas novas redes, levando em consideração um valor maior de indutância. Desta forma obtiveram-se resultados mais coerentes com os dados de simulação, uma vez que as redes comportaram-se como filtros, no entanto, a

atenuação do sinal continuou alta e pode-se analisar que o casamento entre as impedâncias teve uma eficiência em torno de 40% do esperado.

Supostamente este problema pode estar relacionado às perdas inerentes do circuito que podem ser causadas, por exemplo, pelos conectores SMA e ainda pelas trilhas do circuito. Outro fator que pode ter contribuído é o distinto comportamento da curva de resposta do sensor em função dos diferentes ambientes de teste utilizados para fazer as medições. Todo o projeto foi elaborado baseado em um ambiente de teste utilizando dutos de PVC enquanto que os testes experimentais se deram em um ambiente de teste utilizando dutos metálicos. Este fenômeno está ligado aos diferentes comportamentos do campo eletromagnético confinado na cavidade em função da presença de dutos metálicos. Assim, as impedâncias de entrada podem ter sido alteradas e, embora a rede tenha filtrado a frequência próxima da projetada, não proporcionou a adaptação efetiva como previsto. O fator de qualidade dos componentes utilizados também não foi levado em consideração para o projeto das redes. Contudo, a relação sinal/ruído do primeiro modo ressonante em relação aos demais foi melhorada, aumentando a exatidão na identificação do pico do primeiro modo ressonante.

Toda a caracterização metrológica parcial do instrumento foi feita de forma estática considerando variações laminares de água doce, água salgada, ar e óleo sem a aplicação das redes adaptadoras. De uma forma geral, as análises estatísticas mostraram que há uma menor precisão dos resultados para as misturas contendo óleo, visto que fatores como, a contaminação da água pelo óleo e ainda as camadas de emulsão que ocorrem resultando em uma terceira fase podem contribuir para que as medições apresentem maiores erros aleatórios.

Devido à maior linearidade provida pelas medições com as antenas na horizontal, as curvas características de resposta do sensor puderam ser identificadas por meio de um polinômio de quinta ordem cujos coeficientes variam em função de cada mistura.

Foi constatado que na presença de água do mar o primeiro modo ressonante ocorre em uma frequência inferior às misturas com água doce, visto que a permissividade relativa da água salina apresenta parte real menor e parte imaginária muito maior em relação às partes real e imaginária da água doce e, desta forma, a frequência do primeiro modo ressonante ocorre em valores mais baixos, uma vez que esta é inversamente proporcional à raiz quadrada da permissividade relativa da mistura. Este fato é uma vantagem, levando em conta que a faixa dinâmica de frequência da água salina torna-se maior em relação à faixa dinâmica de frequência da água doce, aumentando com isso a resolução



do sistema. Outra característica da água salina é a grande atenuação que ocorre principalmente nas frações abaixo de 50% de água.

Com base nas medições estáticas foi definida a faixa de medição do instrumento que é de 0 a 100%. O tempo de resposta, calculado com base no somatório dos tempos necessários para efetuar a varredura em frequência, identificar o pico de ressonância e calcular a fração de água é de aproximadamente 1,5 segundos.

As medições dinâmicas com água e óleo não puderam ser realizadas devido a diversos problemas na planta da UEEM e, com isso, foram realizados apenas alguns testes na presença de água e ar. Os testes novamente evidenciaram as influências no comportamento do sensor causadas pela tubulação. Pôde-se verificar que, em fluxos estratificados o comportamento da resposta é análogo ao caso estático, só que a frequência de ressonância ocorreu em torno de 10 MHz acima. O comportamento turbulento devido à presença de ar sob pressão na tubulação faz com que a incerteza padrão das medições aumente de tal forma que o monitoramento da primeira ressonância torne-se inviável. Estima-se que para um fluxo contendo água e óleo a turbulência seja reduzida devido à proximidade entre as densidades dos dois fluidos.

Uma característica bastante intrínseca desta tecnologia é a sua grande dependência dos padrões de fluxo e das propriedades dielétricas dos materiais, tornando necessária a calibração do sistema para cada um dos diferentes cenários no qual este esteja inserido. No entanto, uma vez calibrado e determinadas as limitações, o medidor terá condições de responder de forma eficaz.

Por fim, a substituição do aparelho VNA por módulos de geração e recepção do sinal eletromagnético na faixa de RF, configurados para atuar como um SNA, proporcionou uma redução no custo do instrumento e uma maior autonomia nas medições.

As contribuições deste trabalho serviram de base para o desenvolvimento de um artigo intitulado *Water Fraction Measurement Using a RF Resonant Cavity Sensor* que foi aceito e deverá ser apresentado no 19th IMEKO TC-4 Symposium Measurements of Electrical Quantities em Barcelona nos dias 18 e 19 de julho de 2013.

Evidentemente ainda mais melhorias podem ser implementadas na medida em que os aspectos fenomenológicos do sensor sejam melhor investigados. Como sugestões para trabalhos futuros seria interessante abordar os seguintes tópicos:

- projeto de uma rede adaptativa para o casamento entre as impedâncias levando em consideração a variação da frequência de ressonância e da impedância de entrada para cada fração de água.

- implementação de circuito embarcado para a geração e recepção do sinal de RF.
- análise teórica e experimental do casamento entre as impedâncias para o segundo modo ressonante.
- análise da medição por meio da fase do sinal.
- desenvolvimento de um ambiente de testes mais elaborado e controlado com a presença de sensoriamentos auxiliares a fim de prover um levantamento metrológico mais confiável e de forma dinâmica.

Toda a base de estudos que possa ser levantada a fim de prover melhorias no sistema é de fundamental importância para dar continuidade ao desenvolvimento de um medidor com custo acessível e parâmetros metrológicos aceitáveis que futuramente possa ser empregado principalmente no setor de petróleo e gás.

# Apêndice A

## Aplicativos desenvolvidos

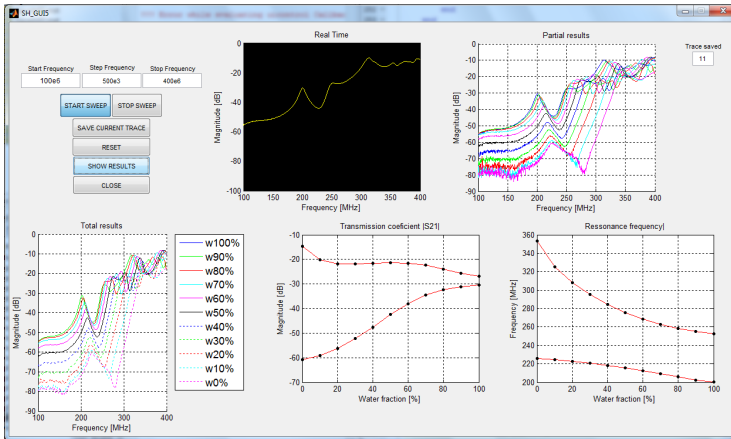
No contexto deste trabalho foram desenvolvidos alguns aplicativos para aquisição e processamento de dados em tempo real. Estes programas são apresentados a seguir.

O conjunto de rotinas da *API* do Signal Hound encontra-se na biblioteca *SHAPImw.h* que deve ser carregada a priori dentro do Matlab. O aplicativo para aquisição de dados consiste em uma Interface de Usuário Gráfica (*Graphical User Interface - GUI*) composta por cinco gráficos. No primeiro gráfico é exposto em tempo real o parâmetro  $S_{21}$  do sinal que passa através do sensor. Os módulos são programados para emitir e receber o sinal no intervalo e passo de frequência configurados pelo usuário. O botão *START SWEEP* é utilizado para dar início à varredura em frequência enquanto que o botão *STOP SWEEP* faz com que o módulo gerador seja desativado.

No segundo gráfico são apresentados os resultados parciais das medições. O botão *SAVE CURRENT TRACE* é utilizado para armazenar os dados atuais da curva de ressonância que é então exposta no gráfico. Após um limite mínimo de 11 medições (0 a 100% de água) o botão *SHOW RESULTS* roda o algoritmo que fará a identificação dos picos de ressonância e os resultados da bateria de testes são então expostos nos demais gráficos. No gráfico mais à esquerda são expostas as curvas de ressonância que foram salvas e expostas no gráfico de resultados parciais. No gráfico do meio é mostrada a magnitude do sinal em função da fração de água e finalmente, no gráfico mais à direita, é exibido o deslocamento da frequência de ressonância em função da fra-

ção de água, que é a variável utilizada para caracterizar o instrumento a fim de inferir sobre a fração de água dentro do duto. Antes de expor os resultados, são ativadas as janelas utilizadas para salvar os dados de magnitude e frequência das duas primeiras ressonâncias em função da fração de água para a bateria atual de medições.

Os dados são armazenados em arquivos com a extensão “.mat” para posterior análise no Matlab. Após o armazenamento das informações, uma nova bateria de testes pode ser realizada. O botão *RESET* pode ainda ser utilizado para limpar as informações que ficaram expostas nos gráficos. Na Figura A.1 é mostrada a interface gráfica do aplicativo de aquisição de dados.



**Figura A.1:** Interface gráfica do aplicativo de aquisição de dados.

Um segundo aplicativo foi desenvolvido a fim de testar os módulos SNA para medições em tempo real. O aplicativo consiste em uma *GUI* contendo apenas os botões *START SWEEP* e *STOP SWEEP*, análogos aos botões do aplicativo de aquisição de dados. O intervalo e o passo de frequência são configurados e no gráfico à direita é então exposto o parâmetro  $S_{21}$ . O algoritmo identifica o pico da primeira ressonância e utiliza os dados de frequência para inferir sobre a fração de água em tempo real por meio de uma equação polinomial de quinta ordem identificada através das médias das medições realizadas. A interface gráfica está exposta na Figura A.2.

A seguir uma breve descrição das funções da *API* que foram utilizadas no desenvolvimento dos aplicativos:

- *SHAPI\_Initialize* - Inicializa a interface USB dos módulos;

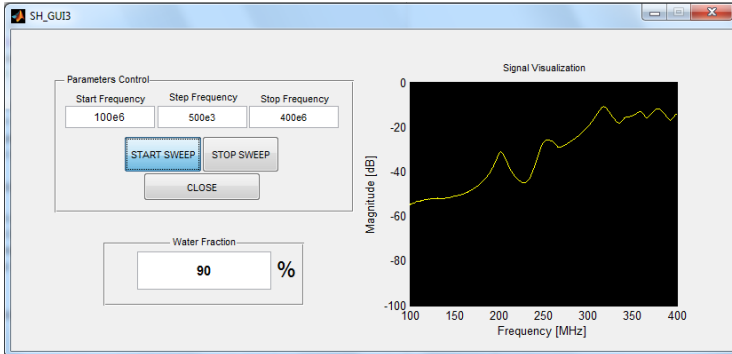


Figura A.2: Interface gráfica do aplicativo para medições em tempo real.

- *SHAPI\_Configure(attenVal, mixerBand, sensitivity, decimation, IF - Path, ADC - clock)* - Configura o Signal Hound e prepara o módulo receptor para a recepção do sinal de RF. O parâmetro *attenVal* é o valor do atenuador que pode ser 0, 5, 10 ou 15 dB, *mixerBand* deve ser configurado em “0” para frequências inferiores a 150 MHz e em “1” para frequências acima de 150 MHz, *sensitivity* diz respeito à sensibilidade do sinal e deve ser mantida em “0” para baixa sensibilidade e em “2” para máxima sensibilidade, *decimation* faz referência à taxa de amostragem que é igual a 486,1111 ksamples/s dividido por este número que pode variar entre 1 e 16, sendo utilizado também no cálculo de resolução da largura de banda, *IF - Patch* é a frequência intermediária e pode ser “0” para uma frequência de 10,7 MHz ou “1” para uma frequência intermediária igual a 2,9 MHz. O parâmetro *ADC - clock* deve ser configurado em “0” para um ADC clock igual a 23 1/3 MHz ou “1” para 22 1/2 MHz;
- *SHAPI\_ProcTGSweep(pTrace, startfreq, stepfreq, retcount)* - Efetua a varredura em frequência dada a frequência inicial (*startfreq*), passo (*stepfreq*), o número de pontos (*retcount*) e o vetor no qual será armazenada a magnitude do sinal (*pTrace*).



## Apêndice B

# Algoritmo de busca dos máximos

O algoritmo de busca dos máximos consiste em percorrer um vetor por meio de dois laços. O primeiro laço é utilizado para percorrer todo o vetor do início ao fim, enquanto que o segundo é utilizado para percorrer o vetor até encontrar um ponto de máximo. Após encontrado o primeiro ponto máximo, este é armazenado em uma matriz contendo a frequência e a magnitude do ponto encontrado. Em seguida a busca continua do ponto de máximo em diante.

Para efetuar a busca são previamente definidos os seguintes parâmetros:

- **Freq:** Vetor dos dados em  $x$ ;
- **Mag:** Vetor dos dados em  $y$ ;
- **Inicio:** Ponto inicial de busca;
- **Passo:** Máximo intervalo de busca;
- **MinMag:** Valor mínimo em  $y$ , abaixo do qual não serão considerados pontos de máximos;
- **Modo:** Determina o número de máximos que se deseja encontrar.

A busca se dá por meio do intervalo de busca (**Passo**) que é previamente definido. Para fazer a busca o algoritmo leva em consideração 5 condições e suas respectivas ações. Seja **PontoAtual** o

endereço utilizado para analisar as condições e **Valor(PontoAtual)** o valor do elemento no endereço **PontoAtual**:

- Primeira condição:  
Se  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo}) < \text{Valor}(\text{PontoAtual}) < \text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo})]$ ;  
Então [Incrementa o ponto atual]  $\rightarrow \text{PontoAtual} = \text{PontoAtual} + \text{Passo}$ ;
- Segunda condição:  
Se  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo}) < \text{Valor}(\text{PontoAtual}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo})]$ ;  
Então [Decrementa o intervalo de busca]  $\rightarrow \text{Passo} = \text{Passo} - 1$ ;
- Terceira condição:  
Se  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo})]$ ;  
Então [Decrementa o ponto atual]  $\rightarrow \text{PontoAtual} = \text{PontoAtual} - \text{Passo}$ ;
- Quarta condição:  
Se  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}) < \text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo})]$   
e  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo})]$ ;  
Então [Incrementa o ponto atual]  $\rightarrow \text{PontoAtual} + \text{Passo}$ ;
- Quinta condição:  
Se  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}) < \text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo})]$   
e  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}+\text{Passo}) < \text{Valor}(\text{PontoAtual}-\text{Passo})]$ ;  
Então [Decrementa o ponto atual]  $\rightarrow \text{PontoAtual} = \text{PontoAtual} - \text{Passo}$ ;

Uma última condição deve ser satisfeita para que o ponto seja considerado máximo:

- Última condição:  
Se  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}+1)]$  e  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}) > \text{Valor}(\text{PontoAtual}-1)]$  e  $[\text{Valor}(\text{Passo}) == 1]$  e  $[\text{Valor}(\text{PontoAtual}) > \text{Min-Mag}]$ ;  
Então [Defina PontoAtual como ponto máximo];

Em seguida o ponto é armazenado e a busca continua a partir deste ponto em diante até o fim do vetor.

Na próxima página pode ser observado o código na íntegra.



---

**Trecho de Código 1 Código.**


---

```

function Dados = Maximos(Freq,Mag,Inicio,Passo,MinMag,Modo)

n = Inicio; % variável de incremento do ponto de busca
dados = [0 0]; % matriz de armazenamento dos dados
k = 0; % variável de contagem para percorrer o vetor de magnitude
l = 1; % variável de incremento da linha do vetor de dados

while k<length(Mag) % laço para percorrer toda a curva
    rang = Passo;
    while n<length(Mag) % laço de busca dos máximos
        if (n+rang)<length(Mag) && (n-rang)>1
            if Mag(n)<Mag(n+rang) && Mag(n)>Mag(n-rang)
                n = n + rang; % incrementa o ponto de busca
            else
                if Mag(n)>Mag(n+rang) && Mag(n)>Mag(n-rang)
                    rang = rang - 1; % decreta o intervalo de busca
                else
                    if Mag(n)>Mag(n+rang) && Mag(n)<Mag(n-rang)
                        n = n - rang; % decreta o ponto de busca
                    else
                        if Mag(n+rang)>=Mag(n-rang)
                            n = n + rang; % incrementa o ponto de busca
                        else
                            n = n - rang; % decreta o ponto de busca
                        end
                    end
                end
            end
        end
        if rang == 0
            break
        end
        if (Mag(n)>Mag(n+1)) && (Mag(n)>Mag(n-1)) && (rang==1) && (Mag(n)>MinMag)
            dados(l,1) = Freq(n); % frequencia de ressonância
            dados(l,2) = Mag(n); % magnitude de ressonância
            k = n; % atualiza a variável principal que caminha pela curva
            l = l + 1; % incrementa a linha do vetor de dados
            break % para a iteração após ter encontrado a frequência ressonante
        end
    end
    break % para a iteração após não ter encontrado a frequência ressonante
end
end
if Modo==1 && dados(1,1)~=0
    break % para a iteração após ter encontrado
        % a frequência do primeiro modo ressonante
else
    if Modo==2 && length(dados)>1
        break % para a iteração após ter encontrado a frequência do primeiro modo
    end
end
k = k + 1; % incrementa a variável principal que caminha pela curva
n = k; % atualiza a variável do ponto de busca com o valor de k
end
Dados = dados; %envia a tabela contendo as informações de todos os picos da curva
end

```

---



# Apêndice C

## Analísadores de Rede

Analísadores de rede são utilizados para medir e caracterizar a resposta de dispositivos em RF ou na frequência de micro-ondas. Através da medição de resposta de um dispositivo utilizando analisadores de rede torna-se possível caracterizá-lo e, desta forma, compreender o seu comportamento.

Estes equipamentos são bastante utilizados na operação de sensores eletromagnéticos e realizam medidas dos coeficientes de reflexão e de transmissão do sinal eletromagnético em função da frequência.

Existem diferentes tipos de analisadores de rede. Estes efetuam a medição dos parâmetros dos componentes de RF através de diferentes formas. O Analísador de Rede Vetorial (*Vectorial Network Analyzer - VNA*) traz a informação de amplitude e fase do sinal enquanto que o Analísador de Rede Escalar (*Scalar Network Analyzer - SNA*) provê somente os dados de amplitude [26].

O SNA é formado por um analisador de espectro em conjunto com um gerador de sinal. O sinal é gerado e recuperado na mesma frequência de oscilação. Desta forma, se a saída do gerador de sinal for conectada diretamente à entrada do analisador de espectro, uma linha contínua deverá aparecer indicando a amplitude do sinal gerado.

Se um dispositivo for colocado entre o gerador e o analisador de espectro qualquer variação da amplitude dentro da faixa de frequência analisada será detectada, como por exemplo, a resposta em frequência de um filtro.

## C.1 Princípio de funcionamento

O VNA é um sistema de teste que permite caracterizar, em termos dos parâmetros de espalhamento, os dispositivos de RF e de micro-ondas. A principal diferença entre o VNA e o SNA é que o primeiro além de fornecer a informação da magnitude do sinal, traz também a informação de fase. A informação de fase torna o instrumento mais complexo e bem mais caro. Para uma completa caracterização de uma rede ou dispositivo faz-se necessária a medida de magnitude e fase do sinal. Somente com estas informações é possível desenvolver modelos de circuito que permitam uma simulação completa de seu comportamento, circuitos de casamento de impedância, bem como a caracterização do sinal no domínio do tempo e a correção do erro vetorial.

Em geral o equipamento possui um intervalo de observação tipicamente entre 60 e 80 dB. O receptor no VNA emprega detecção de banda estreita com um misturador e uma frequência interna constante. No SNA, geralmente utilizam-se diodos detectores de banda larga. Alguns SNAs consistem em um analisador de espectro com uma fonte geradora de sinal onde a detecção de largura de banda é estreita. A detecção de banda estreita geralmente apresenta um grande intervalo dinâmico e sinais de harmônicas espúrias não perturbam a medição [22].

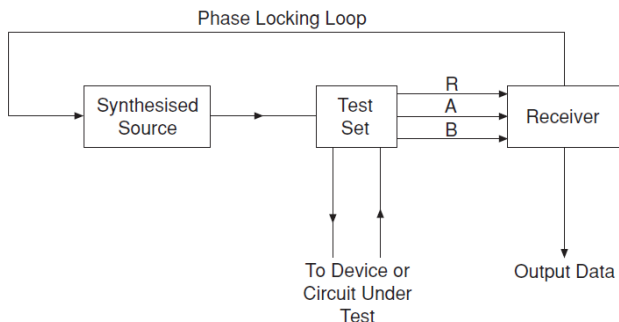
A exatidão das medições do analisador de rede depende do nível do sinal, frequência, qualidade dos elementos acoplados e principalmente do processo de calibração. A exatidão da medida de frequência do analisador de rede depende da fonte de sinal. Se um sintetizador de frequência for utilizado, não é necessário um contador de frequência enquanto que para uma fonte não sintetizada, a exatidão é somente moderada e o contador de frequência pode ser necessário como, por exemplo, para medições de ressonância [22].

Existem pelo menos dois canais no analisador de rede de tal forma que as respostas de amplitude e frequência sejam mostradas simultaneamente.

Embora os analisadores de rede vetoriais permitam a análise de diversos aspectos do sinal, a sua utilização em ambientes de produção é inviável devido a complexa natureza das medições e também devido ao alto custo. Em contrapartida, analisadores de rede escalares podem ser consideravelmente mais acessíveis no emprego de medições em tempo real, embora não seja possível obter a informação de fase.

## C.2 Analisador de Rede Vetorial

Na Figura C.1 está ilustrado o diagrama de blocos de um típico aparelho VNA.



**Figura C.1:** Diagrama de blocos de um VNA [17].

A fonte de sinal sintetizada pode gerar sinais em uma frequência fixa ou ainda sinais de RF com frequência variável. A potência do sinal é normalmente ajustada utilizando um controle automático.

O bloqueio de fase é alcançado através do roteamento de uma porção do sinal de RF proveniente do conjunto de teste (*Test Set*) e em seguida o sinal é alimentado na entrada R do receptor. Neste ponto, o sinal é amostrado por um circuito detector de fase e alimentado de volta à fonte. O sinal de RF da fonte é aplicado à entrada do dispositivo sob teste (*Device Under Test - DUT*) por meio do *Test Set*. Os sinais transmitidos através do DUT ou refletidos deste retornam ao *Test Set* e são alimentados através das entradas A e B do receptor. Neste ponto, os sinais refletidos e transmitidos são comparados com os sinais incidentes ou de referência na entrada R.

No receptor os sinais de RF nas entradas R, A e B são convertidos ou amostrados para formar uma frequência intermediária de baixa frequência (*Intermediate Frequency - IF*). O processo de amostragem retém as informações de magnitude e fase do sinal de RF. O dado de IF é geralmente convertido em sinais digitais utilizando um conversor analógico-digital para um processamento adicional.

Finalmente, a partir do sinal processado proveniente do estágio de recepção e detecção é necessário amostrar o sinal em um formato que possa ser interpretado. Os dados de reflexão e transmissão são formatados a fim de permitir que a informação seja facilmente interpretada.

A maioria dos analisadores incluem formatos lineares e logarítmicos, gráficos polares, cartas de Smith, entre outros. Marcadores de traço, linhas limitadoras e rastreadores de pico podem ser incluídos aos gráficos de análise.

### C.3 Analisador de Rede Escalar

Como citado anteriormente, analisadores de rede escalares constituem uma alternativa bastante atraente, do ponto de vista prático e econômico, em medições que envolvam sinais na frequência de rádio e de micro-ondas. Os módulos Signal Hound produzidos pela Test Equipment Plus constituem um analisador de rede escalar adequado a este propósito.

O conjunto analisador de rede escalar consiste em dois módulos, um transmissor (Signal Hound USB-TG44A) e um receptor (Signal Hound USB-SA44B). Os módulos são alimentados e controlados por meio da interface USB do computador e podem gerar sinais de onda contínua (*Continuos Wave - CW*) no intervalo entre 1 Hz até 4 GHz e um intervalo dinâmico de potência entre -151 dBm e +10 dBm. Os módulos apresentam referência interna de frequência com uma precisão de 1 ppm (parte por milhão) tendo ainda a opção de uma referência externa de até 10 MHz. O transmissor e o receptor são sincronizados por meio de um cabo BNC. Na Figura C.2 pode ser visualizados os dois componentes. Cada invólucro mede 17x8 cm e pesa em torno de 290 g.

O módulo transmissor USB-TG44A é formado por módulos programáveis DDS (*Direct Digital Synthesizer*) que geram frequências de 10 a 28 MHz. As frequências geradas são então multiplicadas por um inteiro entre 5 e 200.

Todo o processamento de dados é feito através do computador interligado aos instrumentos. O sinal proveniente do USB-TG44A atravessa o *DUT* e o espectro resultante do sinal é então inserido no USB-SA44B através da entrada SMA no painel frontal e em seguida passa pelo atenuador que possui três posições distribuídas no intervalo de 0 a 15 dB. O atenuador é seguido por um pré-amplificador que pode ser comutado no caminho do sinal quando uma sensibilidade extra é requerida.

Uma desvantagem dos módulos é que para cobrir um intervalo de 4,4 GHz em passos de 200 kHz pode levar mais do que 30 segundos. Intervalos menores levam menos tempo. Um filtro de 5 MHz de largura de banda é utilizado durante grandes varreduras em frequência. Filtragem de banda estreita tão baixa quanto 0,1 Hz pode ser alcançada no



**Figura C.2:** Módulos Signal Hound, transmissor USB-TG44A e receptor USB-SA44B.

computador utilizando FFT (*Fast Fourier Transform*).





# Referências Bibliográficas

- [1] *Handbook of Multiphase Flow Metering*. The Norwegian Society for Oil and Gas Measurement, Norwegian, 2005.
- [2] U. S. Energy Information Administration. Country energy information, detailed and overviews, 2013.
- [3] Gás Natural e Biocombustíveis (Brasil) Agência Nacional do Petróleo. Anuário estatístico brasileiro do petróleo, gás natural e biocombustíveis, 2012.
- [4] S Al-Hajeri, S R Wylie, A Shaw, and A I Al-Shamma'a. Real time em waves monitoring system for oil industry three phase flow measurement. *Journal of Physics: Conference Series*, 178(1):1–6, 2009.
- [5] S Al-Hajeri, S R Wylie, R A Stuart, and A I Al-Shamma'a. An electromagnetic cavity sensor for multiphase measurement in the oil and gas industry. *Journal of Physics: Conference Series*, 76(1):1–6, 2007.
- [6] M.A. Al-Kizwini, S.R. Wylie, D.A. Al-Khafaji, and A.I. Al-Shamma. The monitoring of the two phase flow-annular flow type regime using microwave sensor technique. *Measurement*, 46(1):45–51, 2013.
- [7] Armando Albertazi and André R. Sousa. *Fundamentos de metrologia científica e industrial*. Editora Manole Ltda., Barueri, São Paulo, Brasil, 2010.
- [8] C. F. Alexander and M. N. Sadiku. *Fundamentos de circuitos elétricos*. McGraw Hill, São Paulo, 2008.

- [9] Jorge Luiz Biazussi. Desenvolvimento de uma técnica de medida de vazão de óleo em escoamento bifásico do tipo core-flow. Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, 2010.
- [10] Chris Bowick, John Blyler, and Cheryl Ajluni. *RF Circuit Design*. Elsevier, Oxford, UK, 2008.
- [11] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan. *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd, England, 2004.
- [12] Linfeng Chen, C K Ong, and B T G Tan. A resonant cavity for high-accuracy measurement of microwave dielectric properties. *Measurement Science and Technology*, 7(9):1255, 1996.
- [13] R. E. Collin. *Engenharia de Micro-ondas*. Editora Guanabara Dois S. A., Rio de Janeiro, RJ, 1979.
- [14] Gioia Falcone, Geoffrey F. Hewitt, and Claudio Alimonti. *Multiphase Flow Metering: Principles and Applications*. Elsevier, Oxford, UK, 2009.
- [15] Gabriel F. O. Freire and Aroldo B. Diniz. *Ondas eletromagnéticas*. Livros Técnicos e Científicos Editora S. A. e Editora da Universidade de São Paulo, Rio de Janeiro, Brasil, 1973.
- [16] D. Gershon, J. P. Calame, Y. Carmel, and Jr. T. M. Antonsen. Adjustable resonant cavity for measuring the complex permittivity of dielectric materials. *Review of Scientific Instruments*, 71(8):3207–3209, 2000.
- [17] I. A. Glover, S. R. Pennock, and P. R. Shepherd. *Microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering*. John Wiley & Sons, Ltd, University of Bath, UK, 2005.
- [18] Roger F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, New York, 1961.
- [19] A Mason, S Wylie, A Shaw, A I Al-Shamma'a, A Thomas, and H Keele. Determination of activated carbon residual life using a microwave cavity resonator. *Journal of Physics: Conference Series*, 307(1):1–6, 2011.

- [20] B. Milovanovic, S. Ivkovic, and V. Tasic. A simple method for permittivity measurement using microwave resonant cavity. 3:705–709, 1998.
- [21] D. K. Misra. *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey, 2004.
- [22] E. Nyfors and P. Vainikainen. *Industrial Microwave Sensors*. Artech House, Norwood, MA, 1989.
- [23] Túlio André Paiva. Aplicação de técnicas ultra-sônicas para análise de escoamentos multifásicos do tipo líquido-sólido e líquido-sólido-gás. Master’s thesis, Universidade Federal de Itajubá, UNIFEL, Itajubá, MG, Brasil, 2011.
- [24] Emilio Ernesto Paladino. Estudo do escoamento multifásico em medidores de vazão do tipo pressão diferencial. Master’s thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, Florianópolis, SC, Brasil, 2005.
- [25] David M. Pozar. *Microwave Egnineering*. John Wiley & Sons, Inc., Danver, MA, 2005.
- [26] Anritsu Company Reserved. Vector network analyzer primer ms4640a and 37000d, 2009.
- [27] Eduardo Scussiato. Medidor de fração de água para escoamento bifásico (água e óleo) utilizando técnicas de micro-ondas e cavidades ressonantes. Master’s thesis, Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, UFSC, Florianópolis, SC, Brasil, 2010.
- [28] Ari Sihvola. *Electromagnetic mixing formulas and applications*. The Institution of Engineering and Technology, London, UK, 2008.
- [29] John R. Taylor. *An introduction to Error Analysis: The study of uncertainties in physical measurements*. University Science Books, Sausalito, California, 1997.
- [30] José Eduardo Thomas. *Fundamentos de Engenharia de Petróleo*. Editora Interciência, Rio de Janeiro, RJ, 2001.
- [31] R Thorn, G A Johansen, and E A Hammer. Recent developments in three-phase flow measurement. *Meas. Sci. Technol.*, 8(7):691, 1997.

- [32] R. A. Waldron. Perturbation theory of resonant cavities. *The Institute of Electrical Engineers*, (373), 1960.
- [33] Dayson R. Waldschmidt. Desenvolvimento de um medidor de fração de água utilizando tecnologia de micro-ondas. Master's thesis, Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, UFSC, Florianópolis, SC, Brasil, 2008.
- [34] S R Wylie, A Shaw, and A I Al-Shamma'a. RF sensor for multiphase flow measurement through an oil pipeline. *Measurement Science and Technology*, 17(8):2141, 2006.