

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA TÉRMICA E FLUIDOS**

# **Desenvolvimento de um Sistema de Tomografia Capacitiva Para Processos Multifásicos**

**Autor: Azamor Cirne de Azevedo Filho  
Orientador: Luiz Felipe Mendes de Moura**

Curso: Engenharia Mecânica  
Área de Concentração: Térmica e Fluidos

Tese de doutorado apresentada à comissão de Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica,  
como requisito para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Campinas, 2002  
S.P.- Brasil

IDADE BR  
CHAMADA UNICAMP  
Az25d  
EX  
MBO BC/ 51547  
OC 16.837100  
DX  
EQO R\$ 11,00  
TA 141M102  
CPD \_\_\_\_\_

CM00176462-2

318 ID 267003

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

Az25d

Azevedo Filho, Azamor Cirne de  
Desenvolvimento de um sistema de tomografia  
capacitiva para processos multifásicos / Azamor Cirne de  
Azevedo Filho --Campinas, SP: [s.n.], 2002.

Orientador: Luiz Felipe Mendes de Moura.  
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Tomografia. 2. escoamento multifásico. 3. Filtros  
elétricos de resistência-capacitância. 4. Processamento de  
imagens. I. Moura, Luiz Felipe Mendes de. II.  
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de  
Engenharia Mecânica. III. Título.

ESTE TRABALHO CORRESPONDE À MONOGRAFIA DE GRADUAÇÃO  
TESE DEFENDIDA POR.....  
..... E APROVADA PELA  
COMISSÃO JULGADORA EM.....

Luiz Felipe Moura  
ORIENTADOR

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

# **Desenvolvimento de um Sistema de Tomografia Capacitiva Para Processos Multifásicos**

Autor: **Azamor Cirne de Azevedo Filho**  
Orientador: **Luiz Felipe Mendes de Moura**

04/02

UNICAMP

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL  
SEÇÃO CIRCULANTE

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA TÉRMICA E FLUIDOS**

**TESE DE DOUTORADO**

**Desenvolvimento de um Sistema de Tomografia  
Capacitiva Para Processos Multifásicos**

Autor: Azamor Cirne de Azevedo Filho  
Orientador: Luiz Felipe Mendes de Moura

*Luiz Felipe Moura*

**Prof. Dr. Luiz Felipe Mendes de Moura, Presidente  
UNICAMP - FEM**

*[Handwritten signature]*

**Prof. Dr. Kamal Abdel Radi Ismail  
UNICAMP - FEM**

*Leonardo Goldstein Jr.*

**Prof. Dr. Leonardo Goldstein Jr.  
UNICAMP - FEM**

*[Handwritten signature]*

**Prof. Dr. Alcides Padilha  
UNESP - Bauru - FEM**

*[Handwritten signature]*

**Prof. Dr. José Roberto Fagundes Netto  
PETROBRÁS**

Campinas, 30 de abril de 2002

1002 54887

*A Sandra Luna, esposa querida  
e companheira de muitas lutas, na vida e na academia,  
pelas batalhas vencidas e por vencer.*

*A Isis, luz das nossas vidas.*

## **Agradecimentos**

Aos muitos colegas e amigos, do passado e do presente, que me proporcionaram o estímulo e o apoio necessários para seguir adiante.

Ao Prof. Dr. Luiz Felipe Mendes de Moura, orientador desta pesquisa, pela confiança a mim creditada.

Ao Prof. Dr. Kamal Abdel Radi Ismail, Coordenador deste Curso, pelo apoio essencial ao desenvolvimento deste projeto.

Uma nota especial de agradecimento ao colega e amigo Emerson dos Reis, a quem muito devo pelo inestimável assessoramento, pelas valiosas idéias e frutuosas discussões que viabilizaram o desenvolvimento da parte eletrônica deste trabalho.

Ainda uma palavra de reconhecimento aos colegas Flávio Tambellini, Hélio Bortolon e Fábio Carvajal, que tantas vezes colocaram seu conhecimento acadêmico a serviço das nossas necessidades.

À minha família, pelo carinho, atenção e apoio incondicional que me dedicam os que compartilham comigo suas próprias vidas.

À CAPES, pelo suporte financeiro que tornou possível a concretização deste trabalho.

*Creio que se vencem trevas, projetando luz,  
se não posso projetar luz de farol,  
contento-me em ter acendido uma lâmpada.*  
**SHAKESPEARE**

## **Resumo**

AZEVEDO FILHO, Azamor Cirne de, *Desenvolvimento de um Sistema de Tomografia Capacitiva para Processos Multifásicos*, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2002. 306 p. Tese (Doutorado)

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de tomografia capacitiva aplicado ao estudo de processos multifásicos. A pesquisa se inicia com uma revisão da literatura sobre tomografia. Uma análise através de elementos finitos é realizada de forma a oferecer dados para a otimização do sensor de capacitância e para uma análise comparativa com os resultados experimentais. A reconstrução de imagens de diversos padrões de escoamento nessa análise numérica, através do método de retro-projeção-linear, permite verificar a adaptabilidade de vários parâmetros, que contribuíram para a qualidade das imagens, recomendando sua aplicação no procedimento experimental. A parte eletrônica do sistema tomográfico inclui um transdutor de capacitância associado a um circuito de multiplexagem de sinais, que permite o chaveamento das medidas via computador. O sensor de capacitância utilizado constitui-se de um tubo de acrílico com oito eletrodos localizados na parede externa do tubo. A fração de vazio é obtida através de um sistema eletromecânico de medição. A qualidade das imagens reconstruídas a partir de testes experimentais nas composições ar-água, ar-nylon e água-nylon, em diversas frações de vazio, atesta a validade do sistema tomográfico desenvolvido.

### *Palavras Chave*

Tomografia, Escoamentos Multifásicos, Sensor de Capacitância, Reconstrução de Imagens, Retro-Projeção-Linear.

## **Abstract**

AZEVEDO FILHO, Azamor Cirne de. *Development of a Capacitive Tomography System to Multiphase Processes*. Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2002, 306 p. Tese (Doutorado)

This work presents the development of a capacitive tomography system to the study of multiphase processes. The research starts with a literature review about tomography. A finite element analysis is accomplished to offer data for the optimization of the capacitance sensor and for a comparative analysis with the experimental results. The image reconstruction of several flow patterns in the numerical analysis through the linear-back-projection method asserts the adaptability of various parameters which have contributed to the quality of the images, attesting its application in the experimental procedures. The electronic part of the tomographic system includes a capacitance transducer associated to a signal multiplex circuitry, controlled by computer. The capacitance sensor consists of eight electrodes mounted circumferentially around a perspex pipe. The void fraction is obtained through an electromechanical device. The quality of the reconstructed images of experimental data in air-water, air-nylon and water-nylon compositions, for several different void fractions, attests the validity of the developed tomographic system.

### *Keywords:*

Tomography, Multiphase Flows, Capacitance Sensor, Image Reconstruction, Linear-Back-Projection.

## **Índice**

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Símbolos	xviii
<b>1 – Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2 – Estado da Arte</b>	<b>6</b>
2.1 – Etimologia da palavra “tomografia”	8
2.2 – Definição de tomografia	8
2.3 – Processo de surgimento da tomografia	9
2.4 – Escoamento multifásico	12
2.4.1 – Interfaces	13
2.4.2 – Padrões de Escoamento	14
2.5 – Tipos de Tomografia	19
2.5.1 – Tomografia através do uso de radiação eletromagnética	19
2.5.2 – Tomografia através de ressonância eletromagnética	24
2.5.3 – Tomografia usando princípio acústico	24
2.5.4 – Tomografia através do uso de propriedades elétricas e magnéticas	25
2.6 – Considerações sobre aplicação e escolha dos métodos tomográficos	29
2.7 – Tomografia de Processo	32
2.7.1 – Planos gêmeos	34
2.7.2 – Tomografia composta	35

2.8 – Campos dos tipos <i>hard-field</i> e <i>soft-field</i>	37
2.9 – Algoritmos utilizados na reconstrução de imagens	39
2.9.1 – <i>Model-based-reconstruction</i> - MOR	39
2.9.2 – Técnica de reconstrução algébrica	40
2.9.3 – Uso de tabelas de consulta	41
2.9.4 – Redes neurais artificiais	41
2.9.5 – Técnica de reconstrução iterativa simultânea - TRIS	42
2.9.6 – Retro-projeção-linear - RPL	42
2.9.7 – Outros algoritmos de reconstrução de imagem	45
2.10 – Circuito eletrônico	47
2.11 – Considerações finais sobre os circuitos	76
<b>3 – Simulação Numérica</b>	<b>79</b>
3.1 – Sensor de capacitância	80
3.2 – Capacitância entre eletrodos	81
3.3 – Procedimento para reconstrução de imagens	85
3.3.1 – Problema direto	85
3.3.2 – Sensibilidade à capacitância	87
3.3.3 – Problema inverso	90
3.4 – Condição de contorno para eletrodos livres	97
3.4.1 – Eletrodos livres aterrados	97
3.4.2 – Eletrodos livres flutuantes	98
3.5 – Escolha da malha	99
3.6 – Descrição da malha utilizada	101
3.7 – Escolha do sensor	103
3.8 – Etapas das simulações	105
3.8.1 – Comportamento dos valores de capacitância variando-se o ângulo dos eletrodos	105
3.8.2 – Comportamento dos valores de capacitância variando-se a permissividade relativa do tubo de acrílico	110

3.8.3 – Comportamento dos valores de capacitância variando-se a espessura da parede do tubo sensor	115
3.9 – Considerações sobre a simulação numérica	119
3.9.1 – Critérios para a otimização do sensor	120
3.10 – Mapas de sensibilidade	122
3.11 – Reconstrução de imagens das simulações numéricas	125
3.11.1 – Imagens numéricas da composição ar-água	129
3.11.2 – Imagem numérica da combinação água-nylon	137
3.11.3 – Imagem numérica da combinação ar-nylon	139
<b>4 – Procedimento Experimental</b>	<b>141</b>
4.1 – Descrição do experimento	141
4.2 – Sensor de capacitância	142
4.3 – Circuitos eletrônicos	145
4.3.1 – Circuito analógico de transdução	145
4.3.2 – Circuito digital de multiplexagem	148
4.3.3 – Circuito para interface com o computador (opto-acopladores)	149
4.3.4 – Computador e placa de aquisição de dados	152
4.4 – Calibração do transdutor	153
4.4.1 – Tempo de estabilização do circuito e teste de estabilidade	158
4.4.2 – Operação de calibração do transdutor	160
4.4.3 – Incerteza nos valores das capacitâncias	162
4.5 – Fração de vazio	166
4.5.1 – Cálculo da fração de vazio	169
4.5.2 – Incerteza na medida da fração de vazio	171
4.6 – Medidas experimentais	175
4.6.1 – Processamento das imagens	176
4.7 – Composição ar-água	177
4.7.1 – Relação entre a fração de líquido e a capacitância na composição ar-água	177
4.7.2 – Incerteza nos valores da fração de líquido	179

4.7.3 – Reconstrução das imagens para a composição ar-água	181
4.8 – Reconstrução das imagens para a composição água-nylon	194
4.9 – Reconstrução das imagens para a composição ar-nylon	200
<b>5 – Análise dos Resultados</b>	206
5.1 – Imagens obtidas para o caso numérico	206
5.2 – Curva de calibração do instrumento	209
5.3 – Fração de vazio	210
5.4 – Relação entre fração de líquido e capacitância experimental composição ar-água	211
5.5 – Métodos utilizados na validação dos dados experimentais	216
5.5.1 – Experimento de Yang et alli	216
5.5.2 – Experimento de Xie et alli	218
5.6 – Imagens obtidas para o caso experimental na composição ar-água	222
5.6.1 – Comparação entre os valores das frações de líquido na composição ar-água	223
5.7 – Imagens obtidas para o caso experimental na composição água-nylon	226
5.7.1 – Comparação entre os valores das frações de líquido na composição água-nylon	226
5.8 – Imagens obtidas para o caso experimental na composição ar-nylon	228
5.8.1 – Comparação entre os valores das frações de líquido na composição ar-nylon	229
5.9 – Capacitâncias numéricas e experimentais	231
5.10 – Circuitos eletrônicos	235
<b>6 – Conclusão</b>	237
<b>Referências Bibliográficas</b>	241
<b>Bibliografia Suplementar</b>	253

## **Anexos**

I – Justificação da aplicação da teoria do <i>campo eletrostático</i> em tomografia elétrica por capacitância	264
II – Formulação matemática da capacitância em tomografia	265
III – Solução analítica da capacitância para sensor com 4 eletrodos	269
IV – Considerações matemáticas sobre o grau de cinza	273

## Lista de Figuras

2.1	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo estratificado	17
2.2	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo estratificado ondulado	17
2.3	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo bolhas alongadas	17
2.4	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo pistonado ( <i>Slug</i> )	17
2.5	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo bolhas dispersas	17
2.6	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo anular ondulado	17
2.7	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo anular	18
2.8	Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo <i>core-flow</i>	18
2.9	Diagrama esquemático de um processo de tomografia computadorizada	21
2.10	Diagrama esquemático de algumas das diversas tomadas de medidas em um processo de tomografia computadorizada	21
2.11	Esquema de aplicação de tomografia por Raios-x em processos multifásicos	22
2.12	Dois planos de imagens para cálculo da velocidade e do fluxo de massa	35
2.13	Tomografia Composta onde um sensor de capacitância se encontra envolvido por detectores de raios gama	36
2.14	Esquema representativo do comportamento do campo gerado usando-se sensor de capacitância ( <i>soft-field</i> ) (a); de raios-X ( <i>hard-field</i> ) (b)	37
2.15	Posição do objeto no interior do sensor (a) e imagem reconstruída a partir das medidas de capacitância (b)	43
2.16	Posição do objeto no interior do sensor (a) e imagem reconstruída a partir das medidas de capacitância (b)	43

2.17	Posição do objeto no interior do sensor (a) e imagem reconstruída a partir das medidas de capacitância (b)	44
2.18	Circuito eletrônico para medida de capacitância baseado no princípio da ressonância	51
2.19	Circuito eletrônico para medida de capacitância pelo método da ressonância imune à capacitância parasita	52
2.20	Circuito LC para medida de capacitância baseado no princípio da oscilação	54
2.21	Circuito eletrônico para medida de capacitância baseado no método de carga e descarga	55
2.22	Circuito eletrônico para medida de capacitância baseado no método de carga e descarga e imune à capacitância parasita	58
2.23	Comportamento das capacitâncias e das chaves CMOS no processo de carregamento (a) e do comportamento das capacitâncias e das chaves CMOS no processo de descarregamento (b) no circuito de carga e descarga	59
2.24	Diagrama do ciclo de carga e descarga através das chaves CMOS em relação aos estados do <i>clock</i>	60
2.25	Circuito de medida de capacitância pelo método de carga e descarga na forma diferencial (a); ciclo das chaves CMOS (b)	61
2.26	Circuito eletrônico para medida de capacitância através do método de carga/descarga usando o princípio de ponte de capacitância com diodos	63
2.27	Circuito eletrônico de medida de capacitância pelo método de ponte de corrente alternada. Circuito básico (a) e <i>transformer ratio-arm bridge</i> (b)	64
2.28	Circuitos eletrônicos para medida de capacitância através do método de ponte de corrente alternada. Ponte eletrônica (a) e detecção de voltagem (b)	65
2.29	Circuito eletrônico para medida de capacitância pelo método de carga e descarga usando o princípio de detecção da corrente (a) e detector de corrente (b)	67
2.30	Transdutor de capacitância baseado em ponte de corrente alternada	68
2.31	Diagrama esquemático de um circuito de medida de capacitância baseado em ponte de corrente alternada	69
2.32	Circuito detector e amplificador de corrente alternada	70

2.33	Esquema funcional em blocos do circuito de medida	72
2.34	Circuito básico do oscilador usando-se um cristal oscilador controlado por voltagem (OCV)	74
2.35	Sistema completo de medida de capacitância usando osciladores duplos associados a um medidor	75
3.1	Vista da seção transversal do sensor de capacitância	80
3.2	Possíveis combinações de capacitância entre os pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos	82
3.3	Área da seção transversal de um sensor de capacitância com oito eletrodos dividida em elementos finitos (pixels)	87
3.4	Eletrodos livres aterrados	97
3.5	Eletrodos livres flutuantes	98
3.6	Detalhes da malha utilizada nos testes de simulação numérica	101
3.7	Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso aterrado	108
3.8	Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de água para o caso aterrado	108
3.9	Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso flutuante	109
3.10	Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de água para o caso flutuante	109
3.11	Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado	113
3.12	Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado	113
3.13	Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante	114
3.14	Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante	114
3.15	Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado	117

3.16	Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado	117
3.17	Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante	118
3.18	Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante	118
3.19	Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,2) para os componentes ar-água	123
3.20	Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,3) para os componentes ar-água	123
3.21	Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,4) para os componentes ar-água	124
3.22	Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,5) para os componentes ar-água	124
3.23	Posição da seção transversal do tubo sensor para as imagens de contorno	126
3.24	Posição da seção transversal do tubo sensor para as imagens de superfície do padrão anular e <i>core-flow</i>	127
3.25	Posição da seção transversal do tubo sensor para as imagens de superfície do padrão estratificado	128
3.26	Imagem simulando o padrão anular concêntrico ar-água com 19,05% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem	130
3.27	Contornos do padrão anular concêntrico água-nylon idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem	130
3.28	Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 25,23% de fração de vazio sem utilizar a técnica de filtragem	131
3.29	Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 25,23% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem	131
3.30	Contornos do padrão estratificado ar-água idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 25,23% utilizando a técnica de filtragem	132
3.31	Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 50% de fração de	

	vazio sem utilizar a técnica de filtragem	133
3.32	Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 50% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem	133
3.33	Contornos do padrão estratificado ar-água idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 50% utilizando a técnica de filtragem	134
3.34	Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 74,77% de fração de vazio sem utilizar a técnica de filtragem	135
3.35	Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 74,77% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem	135
3.36	Contornos do padrão estratificado ar-água idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 74,77% utilizando a técnica de filtragem	136
3.37	Imagem simulando o padrão anular concêntrico água-nylon com 19,05% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem	138
3.38	Contornos do padrão anular concêntrico água-nylon idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 19,05 % utilizando a técnica de filtragem	138
3.39	Imagem simulando o padrão <i>core-flow</i> ar-nylon com 19,05% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem	140
3.40	Contornos do padrão <i>core-flow</i> ar-nylon idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem	140
4.1	Diagrama em blocos do experimento	142
4.2	Vista dos eletrodos de medida e no tubo sensor	143
4.3	Vista dos eletrodos do sensor envolvidos pela blindagem	143
4.4	Diagrama em blocos dos circuitos	145
4.5	Esquema simplificado do circuito AC	146
4.6	Diagrama em blocos do transdutor de capacitância	146
4.7	Diagrama eletrônico apresentando metade do circuito de multiplexagem	149
4.8	Circuito eletrônico com optoacopladores dos eletrodos fonte	150
4.9	Circuito eletrônico com optoacopladores dos eletrodos sensores	151
4.10	Banco de capacitores utilizado na calibração do transdutor	154
4.11	Variação da capacitância com a frequência para um capacitor de 1,8813pF	156

4.12	Varição da capacitância com a frequência para um capacitor de 2,6078pF	156
4.13	Comportamento dos valores de tensão em função do tempo	159
4.14	Curva de tensão-capacitância do transdutor	161
4.15	Curva de calibração do transdutor	162
4.16	Sensor de capacitância com micrômetro	166
4.17	Diagrama eletrônico do circuito sinalizador de contato do micrômetro	167
4.18	Posicionamento do micrômetro no tubo sensor e da base do tubo sensor sobre uma mesa	168
4.19	Possíveis posições do micrômetro	169
4.20	Seção transversal do tubo sensor exibindo um padrão estratificado	169
4.21	Comportamento da fração de vazio em função da profundidade h	171
4.22	Comportamento da incerteza em função da fração de vazio	173
4.23	Relação entre a fração de líquido e os valores de capacitância	179
4.24	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 5,20% utilizando a técnica de filtragem	183
4.25	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 5,20% utilizando a técnica de filtragem	183
4.26	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 14,24% utilizando a técnica de filtragem	184
4.27	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 14,24% utilizando a técnica de filtragem	184
4.28	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 25,23% utilizando a técnica de filtragem	185
4.29	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 25,23% utilizando a técnica de filtragem	185
4.30	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 37,35% utilizando a técnica de filtragem	186
4.31	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 37,35% utilizando a técnica de filtragem	186
4.32	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 50,00% utilizando a técnica de filtragem	187

4.33	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 50,00% utilizando a técnica de filtragem	187
4.34	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 62,65% utilizando a técnica de filtragem	188
4.35	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 62,65% utilizando a técnica de filtragem	188
4.36	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 74,77% utilizando a técnica de filtragem	189
4.37	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 74,77% utilizando a técnica de filtragem	189
4.38	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 85,76% utilizando a técnica de filtragem	190
4.39	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 85,76% utilizando a técnica de filtragem	190
4.40	Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 94,80% utilizando a técnica de filtragem	191
4.41	Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 94,80% utilizando a técnica de filtragem	191
4.42	Imagem do padrão anular concêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem	195
4.43	Contornos do padrão anular concêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem	195
4.44	Imagem do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtragem	196
4.45	Contornos do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtragem	196
4.46	Imagem do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtragem	197
4.47	Contornos do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtragem	197
4.48	Imagem do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio	

	de 57,61% utilizando a técnica de filtração	198
4.49	Contornos do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtração	198
4.50	Imagem do padrão <i>core-flow</i> ar-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtração	201
4.51	Contornos do padrão <i>core-flow</i> ar-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtração	201
4.52	Imagem do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtração	202
4.53	Contornos do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtração	202
4.54	Imagem do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtração	203
4.55	Contornos do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtração	203
4.56	Imagem do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtração	204
4.57	Contornos do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtração	204
5.1	Comportamento dos valores da fração de líquido em função da variação da capacitância dos pares de eletrodos dos grupos 1, 2 e 4	212
5.2	Curvas da fração de líquido em função da capacitância experimental	214
5.3	Comportamento da fração de líquido calculada e da fração de líquido verdadeira (curvas com marcas +) e a reta sem marcas representa o comportamento ideal entre essas frações	215
5.4	Disposição dos eletrodos em cada metade do tubo sensor	222

## Lista de Tabelas

2.1	Tabela para a escolha do método tomográfico a partir de uma resolução espacial inicialmente requerida	30
2.2	Fluxograma para orientação na escolha do tipo de tomografia partindo de um nível de resolução requerida	31
2.3	Características, vantagens e desvantagens dos circuitos eletrônicos para medida de capacitância baseados no método de carga e descarga e em ponte de corrente alternada	78
3.1	Possíveis combinações de pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos	82
3.2	Combinações de pares de eletrodos divididos por grupo para um sensor de capacitância com oito eletrodos	83
3.3	Vinte e oito combinações de pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos	83
3.4	Dimensões físicas do tubo sensor	103
3.5	Permissividades relativas dos materiais simulados	104
3.6	Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso aterrado	106
3.7	Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de água para o caso aterrado	106
3.8	Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso flutuante	106
3.9	Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de	

água para o caso flutuante	107
3.10 Razão entre valores de capacitância	107
3.11 Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado	110
3.12 Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado	110
3.13 Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante	111
3.14 Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante	111
3.15 Razão entre valores de capacitância	111
3.16 Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado	115
3.17 Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado	115
3.18 Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante	116
3.19 Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante	116
3.20 Razão entre os valores de capacitância	116
3.21 Capacitâncias numéricas do ar, água e nylon	121
3.22 Permissividades relativas do ar, água e do nylon	122
4.1 Variação da capacitância com a frequência	155
4.2 Valores de capacitância obtidos na calibração com a ponte LCR	157
4.3 Teste para verificação do tempo de estabilização do transdutor de capacitância	158
4.4 Valores de tensão e variação da linha base	159
4.5 Parâmetros para o cálculo da incerteza dos valores de capacitância	165
4.6 Valores da incerteza e da fração de vazio nas duas metades do círculo	173
4.7 Capacitâncias experimentais do ar, água e nylon	175
4.8 Parâmetros para o cálculo da incerteza dos valores de fração de líquido	181

4.9	Ar-água	182
4.10	Valores de capacitâncias experimentais para a composição ar-água	192
4.11	Valores de capacitâncias experimentais para a composição ar-água	193
4.12	Água-nylon	194
4.13	Valores de capacitâncias experimentais para a composição água-nylon	199
4.14	Ar-nylon	200
4.15	Valores de capacitâncias experimentais para a composição ar-nylon	205
5.1	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	207
5.2	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	207
5.3.	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	208
5.4	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	208
5.5	Valores da fração de líquido verdadeira e das capacitâncias dos pares de eletrodos (1,4); (5,8) e (1,4) + (5,8)	213
5.6	Comparação entre frações de líquido	217
5.7	Comparação entre frações de líquido	217
5.8	Diâmetro dos tarugos e fração de volume	218
5.9	Valores das frações dos componentes e dos erros no padrão <i>core-flow</i> concêntrico	220
5.10	Valores das frações dos componentes e dos erros no padrão <i>core-flow</i> excêntrico	220
5.11	Valores das frações dos componentes e dos erros no padrão estratificado	221
5.12	Valores das frações de líquido com nível de corte e sem nível de corte obtidas com a fração de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ) e com a fração de líquido calculada ( $\beta_c$ )	224
5.13	Erros absolutos e relativos entre as frações de líquido	225
5.14	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	227

5.15	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	227
5.16	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	229
5.17	Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ )	229
5.18	Valores de capacitância numérica e experimental com o tubo cheio de ar	231
5.19	Valores de capacitância numérica e experimental com o tubo cheio de água	231
5.20	Valores de capacitância numérica e experimental com o tubo cheio de nylon	231
5.21	Variação da capacitância com o ângulo do eletrodo	233
5.22	Variação da capacitância com a permissividade relativa do tubo	233
5.23	Valores de tensão e variação da linha base	235

## Lista de símbolos

### *Letras Latinas*

$A$  = área de integração

$A_e$  = ângulo do eletrodo

$B$  = erro sistemático

$c$  = condutividade

$C$  = capacitância

$C_1$  = capacitância conhecida

$C_x$  = capacitância desconhecida

$C_{s1}$  = capacitância parasita

$C_{p1}$  = capacitância parasita do voltímetro

$C_s$  = capacitância parasita total em paralelo com  $C_x$

$C_r$  = capacitância de referência

$C_{s1}$  = capacitância parasita entre o eletrodo fonte do capacitor  $C_x$  e o terra

$C'_{s1}$  = capacitância parasita entre o capacitor  $C_r$  e o terra

$C_{p1}, C'_{p1}$  = capacitâncias parasitas das chaves CMOS

$C_N(p)$  = capacitância normalizada do pixel  $p$

$C_v$  = fração de vazio do material disperso

$C_{(i,j)}^h$  = capacitância do par de eletrodos  $(i,j)$  com o sensor cheio do componente de maior permissividade

$C_{(i,j)}^1$  = capacitância do par de eletrodos (i,j) com o sensor cheio do componente de menor permissividade

$e_1$  = *offset* de saída do amplificador operacional 1

$e_2$  = *offset* de saída do amplificador operacional 2

f = frequência

f = frequência de carregamento

$f_r$  = frequência da fonte

g (x,y) = distribuição de uma propriedade medida, função de reconstrução da distribuição do meio

GC(p) = grau de cinza do pixel p

$G_x$  = elemento condutivo

h = profundidade

I = corrente, radiação detectada

$I_1$  = corrente de carga para o amplificador operacional 1

$I_0$  = radiação incidente

(i , j) = par de eletrodo

$j = \sqrt[2]{-1}$

l = caminho seguido pelo feixe

L = indutância conhecida

n = número de eletrodos

N = número de medidas entre pares de eletrodos

$N_{c,i}^k$  = capacitância calculada normalizada

$N_{i,j}$  = capacitância normalizada do par de eletrodos (i,j)

$N_{m,i}$  = capacitância média normalizada

$N_1, N_2$  = número de pulsos

pF = pico Faraday

$P_r$  = permissividade relativa

Q = carga armazenada no capacitor

$Q_1$  = carga transferida para o amplificador operacional 1

r = raio

$R_f$  = resistência de realimentação do amplificador operacional 1  
 $R_f$  = resistência de realimentação  
 $s$  = caminho de integração  
 $S$  = desvio padrão  
 $s(h)$  = área em função da profundidade  
 $S_{ij}(p)$  = sensibilidade à capacitância no elemento finito para o par de eletrodos ( $i,j$ )  
 $t$  =  $t$  de Student  
 $T$  = razão da transmissão, período  
 $U$  = diferença de potencial  
 $V$  = tensão  
 $V_2$  = tensão de saída  
 $V_1$  = tensão de entrada  
 $V_c$  = tensão da fonte de alimentação, tensão de entrada  
 $V_0$  = tensão de saída  
 $V_i$  = amplitude da tensão  
 $\nabla$  = operadores

### ***Letras Gregas***

$\alpha$  = fração de vazio  
 $\alpha(h)$  = fração de vazio em função da profundidade  
 $\alpha(h, r)$  = fração de vazio em função da profundidade e do raio  
 $\beta$  = fração de líquido  
 $\beta_v$  = fração de líquido verdadeira  
 $\beta_c$  = fração de líquido calculada  
 $\beta_{sc}$  = fração de líquido sem corte  
 $\beta_{cc}$  = fração de líquido com corte  
 $\beta_s$  = fração de líquido verdadeira  
 $\beta_r$  = fração de líquido calculada  
 $\Delta f$  = variação na frequência

$\Delta C_x$  = variação na capacitância  
 $\Delta N$  = variação do número de pulsos  
 $\varepsilon$  = permissividade  
 $\varepsilon_0$  = permissividade absoluta do vácuo  
 $\varepsilon_r$  = permissividade relativa  
 $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  = permissividade relativa dos componentes  
 $\varepsilon_m$  = permissividade relativa da mistura  
 $\gamma = \eta$  = nível de corte  
 $\Gamma$  = localização espacial  
 $\mu$  = coeficiente de atenuação da massa  
 $\mu(p)$  = fator de ponderação  
 $\nu$  = graus de liberdade  
 $\omega$  = frequência angular, frequência de excitação da ponte  
 $\Phi$  = símbolo para designar um parâmetro medido  
 $\phi(x, y)$  = distribuição de potencial  
 $\phi$  = potencial elétrico  
 $\phi_i, \phi_j$  = potenciais nos eletrodos 'i' e 'j'  
 $\pi = 3,14$   
 $\rho$  = densidade do meio  
 $\sigma$  = condutividade complexa  
 $\theta$  = deslocamento da fase  
 $\xi$  = média dos graus de cinza dos pixels

### ***Superescritos***

h = maior permissividade  
l = menor permissividade  
k = indexador

### ***Subscritos***

i = índice mudo

i, j = eletrodos emissor e receptor, respectivamente

(i, j) = par de eletrodos, respectivamente, emissor e receptor

### ***Abreviaturas***

FV = fração de vazio

FL = fração de líquido

min. = mínimo

máx. = máximo

### ***Siglas***

AVG = operador que realiza média

CMOS = *complementary metal oxide semiconductor*

CFME = *component fraction measurement error*

LCR = respectivamente, indutância, capacitância, resistência

LED = *light emitter diode*

N<sub>c</sub> = nível de corte

RPL = retro-projeção-linear

SMD = *surface montage device*

## Capítulo 1

### Introdução

A finalidade principal da tomografia é obter uma imagem de um objeto através do processamento de sinais enviados e recebidos por sensores. A tomografia já é conhecida desde 1826, mas foi por volta de 1972, com a invenção do *scanner*, que surgiu uma técnica de construção de imagens de órgãos internos do corpo humano denominada tomografia computadorizada. Desde então, o processo de tomografia tomou impulso. Por volta dos anos oitenta, a tomografia deixou de ser restrita apenas à área médica e passou a ter uma série de aplicações industriais. Atualmente, a aplicação da tomografia no controle e monitoramento de processos industriais é conhecida como Tomografia de Processo (TP) ou ainda como Tomografia de Processos Industriais (TPI). A tomografia de processo é uma ferramenta de extrema importância nas modelagens e no estudo da hidrodinâmica dos escoamentos multifásicos, promovendo meios de melhoria do projeto, da operação e do manuseio de componentes em escoamentos multifásicos.

Diversas são as aplicações da tomografia de processo no campo das engenharias. No monitoramento da densidade do leito e dos padrões de circulação em leito fluidizado; em medidas de concentração volumétrica em mistura de gás/sólido; mistura de gás/óleo; mistura de gás/líquido; medições em trajetória e velocidade de partículas. Na indústria do petróleo a tomografia é aplicada desde a caracterização e exploração de reservatórios através de métodos geofísicos até a análise em laboratório com amostras de rochas extraídas dos poços de petróleo,

facilitando o estudo de problemas relacionados à viscosidade, gravidade e controle da mobilidade nos escoamentos multifásicos gás/água/óleo através dessas rochas.

A tomografia encontra ainda aplicações em outras áreas como no estudo da combustão através da imagem da chama em cilindros de combustão interna, em processo de polimerização do nylon, na indústria alimentícia, na detecção de defeitos provocados pela corrosão, estudos arqueológicos, pesquisas na área sísmica, na área de prospecção geológica.

A utilização da tomografia para aplicação em processos industriais promoveu o surgimento de uma grande variedade de técnicas tomográficas. Para as aplicações industriais que visam o controle e o monitoramento de processos dinâmicos, observou-se que a lenta resposta dos detectores de radiação, bem como a lentidão dos movimentos seqüenciais da tomografia nucleônica, que usa raios-X ou raios gama, a torna indicada apenas para obtenção de imagens de objetos estacionários, não se prestando aos objetivos da tomografia industrial por não possuir resolução temporal para tais medições. Para superar o problema da resolução temporal surge a tomografia que utiliza propriedades elétricas e magnéticas. Dentre essas, a tomografia elétrica por capacitância destaca-se porque, quando comparada às demais técnicas, esse sistema possui as seguintes vantagens: baixo custo, proporciona respostas rápidas e não é nocivo à saúde como os raios X e os raios gama. A tomografia elétrica por capacitância vem também superar diversos problemas associados à aplicação de sensores intrusivos. Esse tipo de técnica é adequado a processos onde existem componentes não condutores e com diferentes permissividades relativas.

O presente trabalho desenvolve um sistema de tomografia elétrica por capacitância com o propósito de construir um circuito elétrico de ampla versatilidade para aplicação em processos industriais. Sabe-se que os circuitos elétricos que operam em altas freqüências exigem um rigoroso cuidado no envio dos sinais e na localização do sensor por problemas de ruído. Os circuitos elétricos para aplicação em tomografia por capacitância que operam em altas freqüências têm, por questões técnicas, que ficar anexados ao próprio sensor. Em grande parte das indústrias, a região onde o sensor de capacitância é utilizado são regiões adversas, onde há umidade, poeira ou temperaturas elevadas. Em tais circunstâncias, um circuito que opera em alta freqüência expõe seus componentes a essas influências. Outro problema em relação a sistemas de tomografia que

utilizam altas frequências é que estas necessitam de um número de circuitos elétricos igual ao número de eletrodos no sensor, para cada eletrodo sendo necessário um circuito. Essa necessidade de confeccionar uma grande quantidade de circuitos exige um alto investimento em termos de custo, já que, por questões de espaço e de precisão nos sinais, os componentes utilizados precisam ser do tipo SMD, componentes que exigem um grande investimento laboratorial para seu manuseio. Outra desvantagem associada a esta configuração é a dificuldade de manutenção e de calibração, já que nem sempre se consegue construir vários sensores com a mesma característica.

Para superar essa dificuldade procurare-se desenvolver um circuito que possa operar distante do sensor e que não sofra grandes influências das condições ambientais. Os circuitos que trabalham em baixas frequências não apresentam problema no envio de sinais, podendo, portanto, ficar distantes do sensor e serem colocados em locais protegidos da influência de campos eletromagnéticos externos.

Embora esse circuito seja o coração do nosso experimento, dois outros circuitos compõem o sistema eletrônico do aparato usado na presente pesquisa: um circuito de opto-acopladores e um circuito digital de multiplexagem, que, associados a um programa em linguagem C, permitem que o sistema de aquisição de dados seja chaveado por computador.

Além do desenvolvimento de toda a parte eletrônica e da elaboração do programa em linguagem C para monitorar o processo de multiplexagem via computador, este experimento inclui a construção de um sensor de capacitância a partir de um tubo de acrílico em torno do qual são afixados os oito eletrodos que captam os sinais a serem imageados. A forma do sensor, assim como o arranjo formal dos eletrodos foram projetados de maneira a permitir uma boa adequação ao sistema eletrônico, de forma que os sinais fornecidos possam produzir imagens com boa resolução.

A metodologia adotada na pesquisa prevê os seguintes passos. Primeiramente, realizou-se uma investigação sobre o estado da arte em tomografia, atentando-se não apenas para seu desenvolvimento histórico, mas também para o aperfeiçoamento das técnicas, tanto em relação à

parte eletrônica, quanto no que diz respeito aos processos de reconstrução de imagens. Descrito no Capítulo 2 esse processo de revisão bibliográfica do estado da arte, dedicou-se, no Capítulo 3 a um processo de simulação numérica, planejado para auxiliar a otimizar a construção do sensor e fornecer dados comparativos a serem usados em relação aos dados obtidos no processo experimental. Essa simulação opera em relação a vários parâmetros importantes para a verificação do comportamento de valores de capacitância, permitindo verificar quantitativamente a influência da variação de parâmetros tais como diferenças nos ângulos dos eletrodos, permissividade relativa do material constituinte do tubo sensor e espessura da parede do tubo sensor. As conclusões obtidas a partir da verificação da variação desses parâmetros auxiliam na construção do sensor, assim como embasam interpretações e relações comparativas entre valores numéricos e experimentais.

Ainda no Capítulo 3, são elaborados vários programas em linguagem FORTRAN e em linguagem ANSYS, base de funcionamento para o método escolhido para a reconstrução das imagens, que foi o método de retro-projeção-linear. Esse método, escolhido a partir da revisão da literatura, revelou-se como ideal aos nossos propósitos por permitir reconstrução de imagens em tempo quase real, sendo essa uma necessidade premente ao controle e monitoramento dos processos industriais que se valem da tomografia computadorizada. Para uma melhor visualização da distribuição espacial dos componentes de uma composição bifásica, implementou-se, para ser usado no método de retro-projeção-linear, um recurso que permite, através de um processo iterativo, estabelecer com clareza o contorno das interfaces dos componentes. Esse recurso, denominado de filtragem, nível de corte ou *thresholding*, aprimora significativamente a qualidade das imagens, já que o método de retro-projeção-linear em seu estado mais simples não delimita com clareza o contorno das interfaces, apresentando de forma suave a transição entre as fases. Também no Capítulo 3, são construídos mapas de sensibilidade à capacitância, mapas que são imprescindíveis à construção das imagens pelo método de retro-projeção-linear. Como verificação final da eficácia do método escolhido, da adequação dos mapas de sensibilidade e de todo o processo envolvido na simulação numérica, produz-se imagens simulando padrões de escoamento do tipo estratificado, anular e *core-flow* de três composições multifásicas (ar-água, ar-nylon e água-nylon), composições que serão também estudadas experimentalmente. As imagens apresentadas incluem imagens de superfície e de

contorno. Para favorecer análises comparativas, as imagens de superfície são apresentadas de duas formas: com e sem a utilização do recurso do nível de corte e as imagens de contorno são apresentadas juntamente com imagens idealizadas dos padrões simulados.

O Capítulo IV relata todo o procedimento experimental, iniciando com a descrição do experimento, aí incluída a descrição do sensor de capacitância e dos três circuitos eletrônicos. Em seguida, apresenta-se o procedimento utilizado na calibração do transdutor, acompanhado dos cálculos da incerteza dos valores de capacitância. Também nesse capítulo apresenta-se um sistema eletro-mecânico utilizado para a medição da fração de vazio, sistema que elimina a subjetividade na leitura das medidas. Como parte do processo de medição da fração de vazio, apresenta-se o cálculo da incerteza nos valores das medidas. Na última parte do capítulo, apresenta-se os resultados dos testes experimentais com as composições ar-água, ar-nylon e água-nylon, testes que foram feitos a partir de simulações práticas de três padrões de escoamento: estratificado, anular concêntrico e excêntrico e *core-flow* em diversas frações de vazio. Como resultados dos testes, apresenta-se as imagens de contorno e de superfície produzidas a partir dos dados experimentais. Com relação ao padrão estratificado, procurar-se-á construir as imagens a partir dos valores de capacitância obtidos experimentalmente para serem usados numa relação previamente estabelecida entre a fração de líquido e os valores de capacitância. Validando essa relação, apresenta-se uma análise estatística da incerteza dos valores calculados da fração de líquido. Como forma de apresentação dos resultados, neste Capítulo IV estão incluídas tabelas e gráficos com os resultados utilizados em todo o processo.

O Capítulo V apresenta as análises dos resultados, considerando cada fase do processo de simulação numérica e dos procedimentos experimentais. Essas análises incluem discussões sobre o desempenho de todo o sistema, condições de aplicabilidade, relações comparativas, interpretações dos dados numéricos e experimentais, sendo todo o processo de análise auxiliado por gráficos e tabelas.

O Capítulo VI apresenta as conclusões finais desta pesquisa, considerando o cumprimento dos objetivos e apresentando sugestões para a otimização do processo.

## **Capítulo 2**

### **Estado da Arte**

Este capítulo tem por objetivo acompanhar os processos de surgimento e desenvolvimento de sistemas de tomografia, abordando definições e conceitos fundamentais ao entendimento dos mecanismos de funcionamento dos processos tomográficos. As informações reunidas a partir desse percurso teórico também se mostrarão valiosas para o entendimento de um sistema tomográfico.

Para melhor descrição dos diversos processos de tomografia existentes, este estado da arte será dividido em duas partes. A primeira parte considera a etimologia e a definição da palavra tomografia, seguindo-se uma descrição do seu processo de surgimento e desenvolvimento a partir dos experimentos de seus precursores. Nesta parte, reserva-se um espaço para a definição e descrição de escoamentos multifásicos, abordando-se fatores de extrema importância nestes tipos de escoamentos, tais como interfaces e padrões de escoamento, objetos de nosso trabalho. Em seguida, faz-se uma descrição dos diferentes princípios físicos envolvidos nas diferentes técnicas tomográficas, atentando-se para questões de funcionamento e aplicação. Dentre os processos de tomografia descritos, uma ênfase especial é dada à tomografia elétrica por capacitância, por ser esta a técnica a ser utilizada no experimento da tese. Serão descritas também as partes componentes de um sistema de tomografia por capacitância: o sensor, o computador e o circuito eletrônico.

Passo seguinte, define-se o que vem a ser tomografia de processo, considerando-se o seu surgimento, finalidade e diferenças entre a tomografia de processo e a tomografia médica. Dentro desse tópico, são abordados os algoritmos utilizados na reconstrução da imagem.

A segunda parte será dedicada a uma descrição do sensor utilizado em tomografia elétrica por capacitância. Nesta parte será feita uma descrição detalhada dos tipos de circuitos utilizados para medida de capacitância, considerando-se sua importância, condições de aplicabilidade, vantagens e desvantagens de cada um dos circuitos apresentados.

## 2.1 – Etimologia

A palavra tomografia é derivada das palavras gregas *tomos* e *graph*, que significam, respectivamente, ‘fatiar’ e ‘imagem’.

## 2.2 – Definição

*The Oxford English Dictionary* glosa a palavra Tomografia nos seguintes termos:

*“Radiography in which an image of a predetermined plane in the body or other object is obtained by rotating the detector and the source of radiation in such a way that points outside the plane give a blurred image. Also in extended use, any analogous technique using other forms of radiation”.*

A Enciclopédia Britânica assim define tomografia:

*“A still more complex technique variously called computerised tomography (CT), or computerised axial tomography (CAT), was developed by Godfrey Hounsfield of Great Britain and Allen Cormack of the United States during 1970s. Since then it has become a widely used diagnostic approach. In this procedure, a narrow beam of X-rays, sweeps across an area of the body and is recorded on film but with a radiation detector as a pattern of electrical impulses. Data from many sweeps are integrated by a computer, which uses radiation absorption figures to assess the density of tissues at thousands of points. The density values appear on a television-like screen as points of varying brightness to procedure a detailed cross-sectional image of the internal structure under scrutiny”.*

### 2.3 – Processo de surgimento da tomografia

A finalidade principal da tomografia é obter uma imagem (bidimensional ou tridimensional) de um objeto (fenômeno multifásico, partes do corpo humano) através do processamento de sinais enviados e recebidos por sensores localizados ao redor do objeto que se deseja imagear.

Conhece-se alguns relatos sobre tomografia escritos por volta de 1826 por um médico norueguês chamado Abel. Um matemático austríaco, Radon, em 1917, ampliou as idéias de Abel para objetos com formas arbitrárias e assim descreveu as bases matemáticas para a tomografia computadorizada. Pode-se encontrar em trabalhos como os de Morse e Bellou (1951) e o de Lanneau (1960) aplicações de sensores de capacitância em medidas de concentração de sólido.

Nos anos de 1970 foi apresentada uma série de aplicações para obtenção de imagens tomográficas usando radiação ionizante a partir de fontes de raios-x. Essas aplicações não tiveram muito êxito devido ao seu alto custo e também por questões de segurança. No ano 1972 o médico sul-africano naturalizado inglês Alan McCormack, juntamente com o engenheiro eletrônico Godfrey Hounsfiel, inventaram o primeiro *scanner* para aplicação em tomografia, e em 1979 eles ganharam juntos o Prêmio Nobel. A técnica desenvolvida por Godfrey Hounsfiel e Alan McCormack é denominada de tomografia computadorizada ou ainda de tomografia axial computadorizada. Tomografia computadorizada é uma técnica conhecida na medicina para construir imagens de órgãos internos do corpo humano (Herman, 1979).

As técnicas de reconstrução de imagens em tomografia médica tiveram um grande desenvolvimento a partir da invenção do algoritmo de reconstrução de imagens, chamado de algoritmo de retro projeção filtrada, por Bracewell e Riddle (1967). Posteriormente, dois pesquisadores, Ramachandran e Lakshminarayanan (1971), também desenvolveram, independentemente, trabalhos sobre o algoritmo de retro projeção filtrada, tendo também sido responsáveis pela criação de um algoritmo de retroprojeção onde era aplicada a teoria da convolução em vez das transformadas de Fourier. Esse algoritmo é atualmente muito usado para obtenção de imagens em tomografia computadorizada (Kak e Slaney, 1988). Ainda na década de

setenta, diversos outros pesquisadores apresentaram métodos alternativos para reconstrução de imagens usando técnicas algébricas: Gordon et alli (1970), Herman e Lent (1976), Herman e Naparstek (1976), Budinger e Gullberg (1974). Em 1974, dois pesquisadores, Sheep e Logan, em seu trabalho intitulado “*The Fourier reconstruction of a head section*”, mostraram que o algoritmo de retro projeção filtrada é superior a qualquer outro método, inclusive em relação aos métodos algébricos.

O que se conclui a partir da história é que a tomografia até final dos anos 70 era entendida como um processo usado na medicina com a finalidade de diagnosticar doenças. Na década seguinte, precisamente nos meados de 1980, o conceito e a aplicação de tomografia deixou de ser restrito apenas à área médica e passou a ter uma série de aplicações industriais. Atualmente a aplicação da tomografia no controle e monitoramento de processos industriais é conhecida como Tomografia de Processo (TP) ou ainda como Tomografia de Processos Industriais (TPI).

A tomografia de processo teve um grande impulso na segunda metade dos anos 80, quando a universidade de Manchester (*University of Manchester Institute of Science and Technology - UMIST*) começou a desenvolver um sistema de tomografia baseado em sensores de capacitância para aplicações em poços de petróleo. No mesmo período, a *Morgantown Energy Technology Center* desenvolveu um sistema de tomografia por capacitância para medir fração de vazio. Neste período surgiram alguns trabalhos mostrando aplicação da tomografia computadorizada através do uso dos raios-X para medição da fração de vazio em escoamento multifásico como o de Ikeda (1983). Beck et alli (1986) também utilizaram a tomografia computadorizada (TC) para obtenção da distribuição de componentes em uma seção transversal de um tubo. Outros trabalhos com a finalidade de imagear fluxos multifásicos utilizando outras técnicas tomográficas foram desenvolvidos, como os trabalhos de Hussein e Meneley (1986), baseados em neutron, usando raios-X, como os de Vinegar e Wellington (1986), e aplicando técnicas de ultra-som, como o de Plaskowski et alli (1987).

Ainda nessa mesma década, os cientistas da área médica na procura de métodos mais baratos e seguros (sem radiação) desenvolveram trabalhos de tomografia usando impedância elétrica para imagear partes do corpo humano. A partir daí, os processos tomográficos tomaram

um grande impulso em grandes instituições como a Universidade de *Sheffield* e o *Royal Hallamshire Hospital em Sheffield* no Reino Unido e a *Wisconsin University* e o *Rensselaer Polytechnic Institute* nos Estados Unidos. Um avanço ainda maior na área de tomografia médica foi conseguido quando em 1988 foi criado o ‘*European Concerted Action on Electrical Impedance Tomography*’ (AIT) com a finalidade de desenvolver e fomentar esse tipo de tomografia para aplicação na medicina.

Diferentemente da tomografia médica, a tomografia de processo visa quase que na sua totalidade o controle e o monitoramento de processos industriais que ocorrem em regimes dinâmicos, enquanto que a tomografia médica, através do uso de raios-X ou de raios gama, não se prestam a essa função por não possuir resolução temporal para tais medições. Associado a essas condições, a tomografia de processo já tinha saído da sua fase incipiente e um grande salto foi dado com a criação do ‘*European Concerted Action on Process Tomography*’ (ECAPT) (1991-1995), supervisionado pela Universidade de *Manchester* (UMIST). Esse programa multidisciplinar promoveu o intercâmbio de informações entre diversos círculos de ciência e atividades e a partir daí houve o aparecimento de muitos trabalhos apresentando novas técnicas.

Antes de apresentarmos considerações mais específicas sobre tomografia, faz-se extremamente necessário discorrer sobre os escoamentos multifásicos e suas características, tais como interfaces e padrões de escoamento. Uma explicação sobre esses escoamentos se justifica pelo fato de ser o nosso trabalho voltado para tomografia com aplicações industriais visando o monitoramento dos fluxos e a identificação de padrões de escoamento e das interfaces de uma composição multifásica para construção das imagens.

## 2.4 – escoamento multifásico

O estudo de escoamentos multifásicos tem sido objeto de relevante interesse para a mecânica dos fluidos, assim como para outros campos do conhecimento. Apesar do grande impacto computacional nas modelagens, reduzindo muito a área da atuação experimental nos laboratórios de pesquisa, este impacto se soma e se complementa ao estudo experimental crescente sobre esse tipo de escoamento.

O escoamento multifásico é presença constante na maior parte dos equipamentos e processos industriais, sobretudo naqueles que lidam com geração de energia, de refrigeração e de destilação. Entre esses equipamentos e processos, encontramos vários tipos de sistemas multifásicos, tais como: gás e partículas sólidas; gás e gotas líquidas; líquido e bolhas de ar; líquido e gotas líquidas; líquido e partículas sólidas. Nas engenharias, nas ciências químicas e em ciências médicas é freqüente a identificação de problemas envolvendo escoamentos multifásicos, os quais se fazem presentes, por exemplo, nos estudos de absorção, evaporação, sedimentação, meios porosos, controle de poluição de água, precipitação eletrostática, cavitação, atenuação e dispersão de sons, detecção de água subterrânea, fluxo e coagulação do sangue.

Entende-se por escoamento multifásico todo escoamento em que duas ou mais fases de uma mesma substância ou de substâncias diferentes ou ainda uma única fase de duas ou mais substâncias escoam em dutos ou canais, com ou sem transferências de calor e massa. Esses dutos ou canais podem ser horizontais, inclinados ou verticais, sendo que nos escoamentos verticais os fluxos podem ser ascendentes ou descendentes.

No escoamento multifásico, tanto os componentes ou fases que compõem a mistura podem se deslocar em sentidos contrários (chamados de contracorrentes), como também os deslocamentos dos componentes ou das fases podem se dar em um só sentido (co-correntes). Esses escoamentos, às vezes, se processam com mudança de fase, como no caso dos evaporadores. Como exemplos de escoamentos multifásicos tem-se escoamentos do tipo líquido-líquido, líquido-gás, líquido-vapor, líquido-sólido, gás-sólido. Para ilustrar a importância e a

complexidade desse fenômeno, citaríamos o interesse que já despertou em estudiosos como Maxwell (1873); Rayleigh (1872); Einstein (1906) e Landau (1960).

O estudo dos escoamentos multifásicos depara-se, inicialmente, com uma de suas características principais: uma região móvel e deformável, comum às fases, denominada de interface. A interface é uma região de extrema importância no estudo dos escoamentos multifásicos, pois é nessa região onde se processam as transferências de quantidade de movimento, calor e massa.

#### **2.4.1 – Interfaces**

Exceto no caso de escoamento de gases, onde há uma total difusão de fases, observa-se em todos os outros tipos de escoamentos multifásicos o deslocamento em um mesmo conduto ou canal de duas ou mais substâncias (componentes), geralmente em estados diferentes, separadas por interfaces (região comum às fases ou componentes). Essas interfaces podem ser contínuas, como no caso do escoamento anular e do escoamento do tipo estratificado, ou seja, escoamento que ocorre em tubulações horizontais e inclinadas, como podem aparecer de forma descontínua em grandes quantidades e totalmente disseminadas por todo o fluxo, como no caso dos escoamentos dispersos.

O estudo dos escoamentos multifásicos tem se tornado extremamente importante, tanto para a execução como para o controle e melhoria dos processos industriais. Entretanto, uma descrição das estruturas interfaciais e sua evolução, bem como a obtenção de expressões analíticas que governem os mecanismos de transferências de quantidade de movimento, calor e massa entre as fases constituem ainda um grande desafio. Os vários mecanismos que regem essas transferências dependem dos padrões de escoamento.

## 2.4.2 – Padrões de Escoamento

Dependendo da geometria das interfaces, ou seja, do agrupamento geométrico das fases, os escoamentos bifásicos são classificados em padrões. Conforme Wallis (1969), na tentativa de se solucionar, tanto analítica como experimentalmente, os problemas referentes aos escoamentos multifásicos, dividiu-se esses escoamentos em regimes. Esses regimes, além de possuírem as características de serem laminares ou turbulentos, estão também associados a padrões, que são as disposições morfológico-estruturais dos componentes do escoamento.

Hewitt (1978) agrupou os escoamentos multifásicos do tipo horizontal nos seguintes padrões: bolhas, pistonado, agitante, anular, anular com gotas agrupadas e gotas conforme a quantidade crescente de ar, ou seja, considerando que o escoamento em bolhas é o padrão com menor quantidade de ar, como se segue:

### Bolhas ( *bubbly* )

- O escoamento em bolhas tem como característica principal a presença de bolhas dispersas por toda a fase líquida. Essas bolhas podem ser de diversos tamanhos. Existe uma grande variedade desse padrão, podendo ocorrer desde uma simples bolha até uma grande numerosidade delas, chegando ao máximo de se ter escoamentos de espuma contendo apenas uma pequena porcentagem líquida.

### Pistonado ( *slug* )

-Esse escoamento é fase seguinte do padrão em bolhas onde se aumentou a concentração do gás. Quando a concentração do gás aumenta, começa a ocorrer a coalescência das bolhas. As pequenas bolhas se unem formando uma grande bolha que toma a forma de um pistão. Esses pistões chegam a ocupar quase todo o diâmetro da tubulação e se encontram intercalados pela fase líquida.

### Agitante ( *churn* )

-É a fase seguinte em termos de concentração gasosa. Esse escoamento se caracteriza pela sua alta instabilidade provocando os chamados refluxos por toda a parede da tubulação. Seu aparecimento se dá através da quebra dos pistões gasosos que passam a escoar amorfamente envoltos em pequenas bolhas. Esse escoamento é difícil de se caracterizar visualmente por apresentar um aspecto leitoso ocasionado por numerosas refrações sofridas pela interface.

### Anular ( *annular* )

- O padrão de escoamento do tipo anular tem como característica a estratificação, ou seja, interfaces contínuas. No fluxo vertical bifásico gás-líquido esses componentes estão distribuídos espacialmente da seguinte forma: o líquido encontra-se escoando junto à parede do conduto em filmes de variadas espessuras e o gás ocupando a porção central.

### Anular com gotas agrupadas ( *wispy-annular* )

- Nesse tipo de padrão bifásico líquido-gás, o líquido escoar junto à parede do conduto sob a forma de uma lâmina de espessura delgada e no centro da tubulação encontra-se o gás contendo líquido disseminado em forma de gotas. Essas gotas se encontram muitas vezes unidas, formando uma espécie de corrente.

### Gotas ( *Drops* )

- No escoamento gás-líquido esse padrão caracteriza-se pelo fato do gás compor a fase contínua e o líquido a fase dispersa. O líquido assume formas de pequenas gotas de tamanhos diversos, distribuídas randomicamente no interior da massa gasosa e deslocando-se juntamente com ela.

### Core-flow

- É um tipo de padrão anular onde o líquido de maior viscosidade efetiva (viscosidade turbulenta mais a viscosidade molecular) escoar formando um anulo no centro do tubo.

Outros autores também classificaram esses padrões. Collier (1972) tem a sua classificação semelhante à de Hewitt (1978), ou seja, pela forma topográfica como os componentes estão distribuídos na mistura. Ishii (1975), por sua vez, dividiu os escoamentos bifásicos em classes que se dividem em padrões, diferenciando-se uns dos outros quanto à geometria da interface. Em função dessa interface, ele propõe três principais classes: escoamento de fase dispersa, escoamento de fases separadas e escoamento em transição.

**1 – Escoamento de fase dispersa** - Nesse tipo de escoamento uma das fases se apresenta de forma contínua envolvendo uma outra na condição de dispersa. Os padrões de escoamentos dos tipos bolhas ou gotas no caso de escoamento bifásico gás-líquido são exemplos dessa classe (Figura 2.5).

**2 – Escoamento de fases separadas** - O escoamento de fases separadas é caracterizado por possuir uma interface contínua separando os componentes, não permitindo assim nenhuma dispersão entre os mesmos. No caso de escoamento bifásico gás-líquido vertical tem-se como representante dessa classe o escoamento anular e no caso de escoamento horizontal gás-líquido tem-se como representantes os escoamentos nos padrões anular e estratificado (Figuras 2.1; 2.7; 2.8).

**3 – Escoamento em transição** - Essa divisão é composta pela união das duas divisões anteriormente citadas. Como resultante dessa junção tem-se uma estratificação parcial, onde os componentes se encontram dispersos na outra fase, como no caso de padrões onde se tem bolhas de ar em uma lâmina líquida ou gotas de água escoando junto a uma fase gasosa. O escoamento pistonado, o escoamento agitante e o escoamento anular com bolhas e gotas dispersas seriam as configurações que constituiriam suas subclasses (Figura 2.4).

Nas Figuras de 2.1 a 2.8 podem ser vistas a distribuição de dois componentes no interior de um tubo formando diversos padrões de escoamento horizontal.

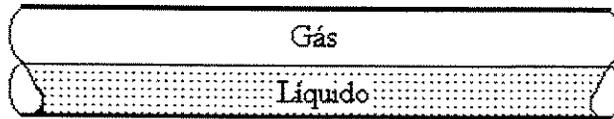


Figura 2.1 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo estratificado liso.

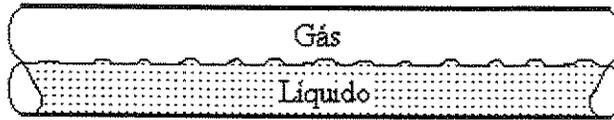


Figura 2.2 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo estratificado ondulado.

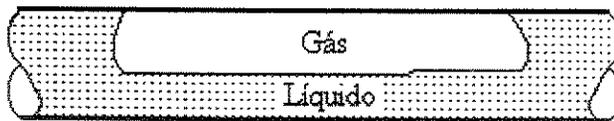


Figura 2.3 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo bolhas alongadas.

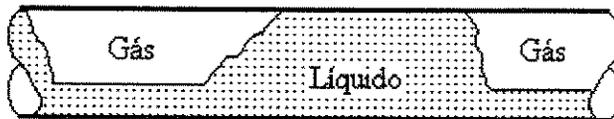


Figura 2.4 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo pistonado (*Slug*).

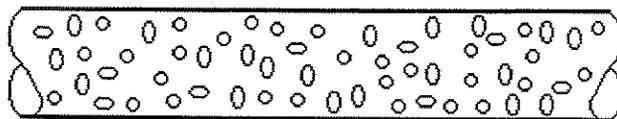


Figura 2.5 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo bolhas dispersas.

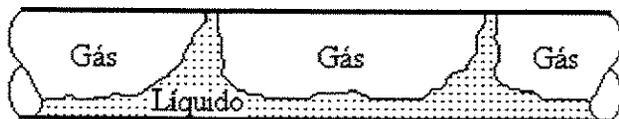


Figura 2.6 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo anular ondulado.

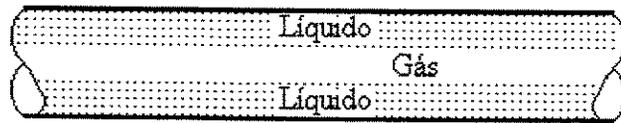


Figura 2.7 – Escoamento multifásico horizontal gás-líquido do tipo anular.



Figura 2.8 – Escoamento multifásico horizontal água-óleo do tipo *core-flow*.

## 2.5 – Tipos de tomografia

Existe uma grande variedade de técnicas tomográficas que são aplicadas para reconstrução de imagens tanto na tomografia médica como na tomografia aplicada ao estudo dos fenômenos multifásicos. Todas as diferentes técnicas tomográficas utilizadas têm sempre em comum o envio e a aquisição de sinais a partir de aparatos que se encontram localizados ao redor do objeto que se deseja imagear. Os principais métodos tomográficos podem ser agrupados pelo seu princípio físico de operação do seguinte modo:

- \* tomografia através do uso de radiação eletromagnética
- \* tomografia por ressonância eletromagnética
- \* tomografia através do uso de método acústico
- \* tomografia que utiliza propriedades elétricas e magnéticas

Em seguida, serão detalhadas essas técnicas tomográficas, descrevendo-se suas características e particularidades, como também o seu modo de operação e suas condições de aplicabilidade.

### 2.5.1 – Tomografia através do uso de radiação eletromagnética

- a) tomografia ótica
- b) tomografia por raios-X
- c) tomografia por raios gama
- d) tomografia por emissão de pósitron

**a) Tomografia ótica** – Este tipo de tomografia baseia-se no princípio da absorção, difração, reflexão e refração da luz (Santoro et alli, 1981). A partir dos anos 70, a tomografia ótica recebeu os seus primeiros impulsos. Mewes (1991) apresenta uma técnica de medição de perfil de concentração e de distribuição de temperatura em tanques de mistura e em combinação de gases com diferentes temperaturas e concentrações através da aplicação da tomografia ótica. Dugdale et alli (1992) apresentam uma detalhada discussão concernente aos aspectos técnicos de

medida em tomografia para aplicação em processos industriais com a utilização de sensores óticos. Thomas et alli (1995) apresentam uma série de vantagens no uso da tomografia ótica em relação aos raios-X para aplicação em tomografia de processos industriais.

Para aplicação em tomografia médica, a tomografia ótica considera que a luz passa através do corpo. Devido a isso costuma-se usar os fótons nas proximidades do vermelho e do infravermelho, pois a luz nesses comprimentos de onda passa facilmente através do corpo humano, como também nesse comprimento de onda o corpo humano suporta grandes doses.

**b) Tomografia através do uso dos raios-X** – os raios-X são radiações eletromagnéticas de pequeno comprimento de onda. Esses raios, quando emitidos pelas suas fontes, podem facilmente atravessar o meio em estudo sem serem desviados, sendo apenas atenuados. O grau de atenuação depende das diferentes densidades dos materiais componentes do meio. A intensidade da atenuação dos raios-X é diretamente proporcional à densidade do meio através do qual a radiação é transmitida. Em tomografia computadorizada (tomografia médica através do uso dos raios-X) os raios-X após serem emitidos pelo tubo de raios-X passam por um primeiro colimador e em seguida um feixe de raios-X atravessa o corpo humano e os raios que atravessaram o corpo são colimados e recebidos por um detector (Figura 2.9). No detector, os fótons de raios-X são coletados por um cristal cintilador que emite uma fraca luz (quando absorve um fóton de raios-X) que passa inicialmente através de um fotocatodo para uma fotomultiplicadora, que em seguida converte a energia incidente em corrente elétrica, proporcional à energia dos fótons de raios-X incidentes. Assim, a entrada de um fóton de raios-X no cintilador resulta na criação de um pulso elétrico que é amplificado e contado (Takahashi, 1983). Na tomografia computadorizada, a parte do corpo humano que se deseja diagnosticar é colocada entre o tubo de raios-X e o detector e em seguida faz-se uma varredura na direção das setas (Figura 2.10). Esse tipo de medida fornece um perfil em uma dimensão da distribuição da intensidade dos raios-X transmitidos.

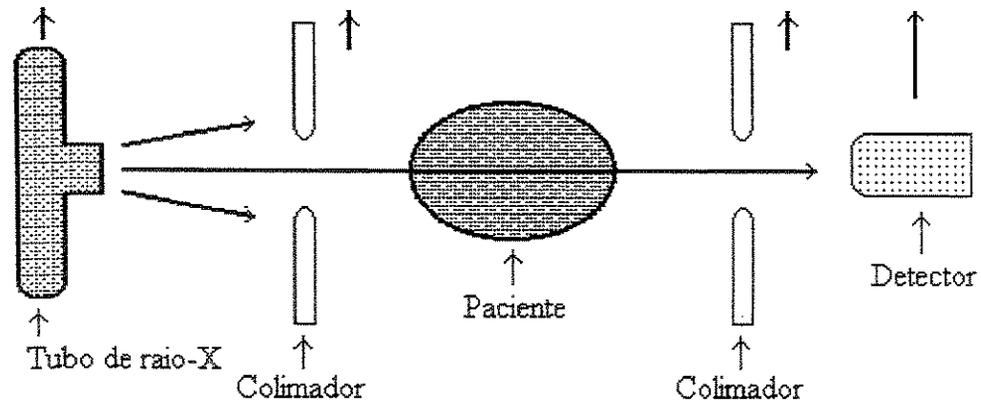


Figura 2.9 – Diagrama esquemático de um processo de tomografia computadorizada.

Após essas primeiras medidas terem sido efetuadas, um segundo lote de medidas será obtido girando o tubo de raios-X juntamente com o detector em torno do paciente. Os giros são realizados em pequenos graus e a cada giro é tomada uma medida (Figura 2.10).

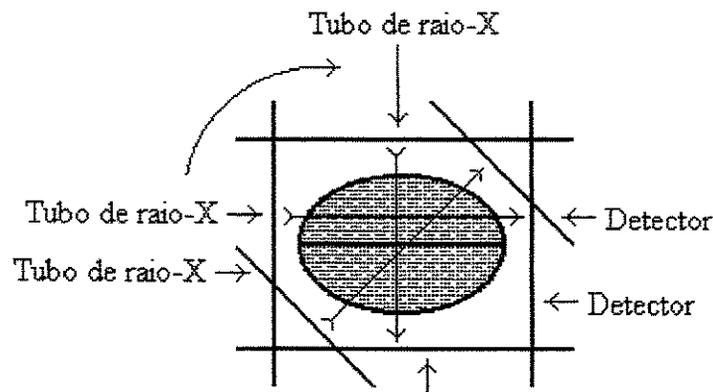


Figura 2.10 – Diagrama esquemático de algumas das diversas tomadas de medidas em um processo de tomografia computadorizada.

A utilização da tomografia por raios-X para o estudo de processos multifásicos se assemelha à tomografia computadorizada (Figura 2.11). Nesse caso, um tubo ou vaso por onde escoa uma mistura multifásica é colocado em uma região entre um conjunto de fontes de radiação e um conjunto de sensores. Para a obtenção das medidas em toda a seção circular pode-se girar o tubo ou girar o conjunto fonte-sensor.

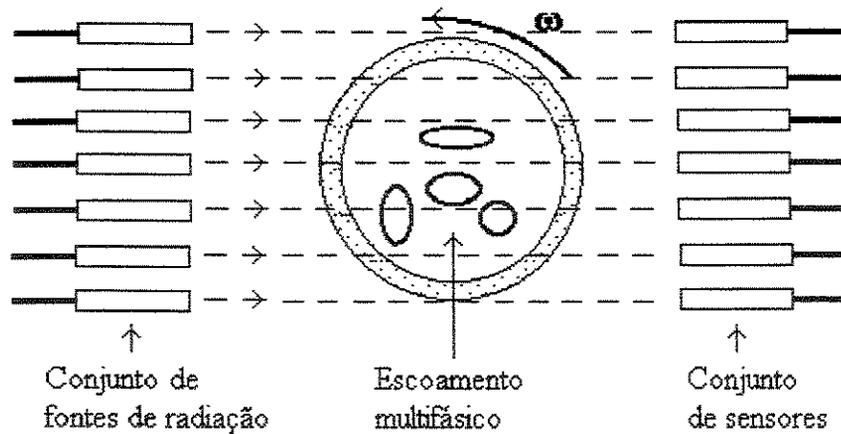


Figura 2.11 – Esquema de aplicação de tomografia por raios-X em processos multifásicos.

Devido à lenta resposta dos detectores de radiação bem como aos movimentos lentos e seqüenciais, a tomografia nucleônica é indicada para obtenção de imagens de objetos estacionários. A tomografia baseada em fontes de radiação, tal como raios-X, é popular em engenharia nuclear (Agiu e Hesselinck, 1987; Lahey e Ohkawa, 1989).

**c) Tomografia através do uso dos raios gama** – como os raios-X, os raios gama também possuem pequenos comprimentos de onda que permitem atravessar o meio para onde foram emitidos. A tomografia por meio de raios gama utiliza a diferença de densidade do meio como parâmetro de estudo, já que os feixes enviados pelo sensor são recebidos pelos detectores com diferentes graus de atenuação que ocorrem em função das diferentes densidades do meio que esses feixes atravessaram. Esse método visa a reconstrução da imagem através da recomposição da distribuição da densidade do meio. A intensidade de um feixe de radiação que é transmitida através de um meio homogêneo é governada pela lei de Beer-Lambert conforme Equação 2.1.

$$T = I/I_0 = e^{-\rho \mu l} \quad (2.1)$$

T = razão da transmissão

$I_0$  = radiação incidente

I = radiação detectada

$\mu$  = coeficiente de atenuação da massa

$\rho$  = densidade do meio

l = caminho seguido pelo feixe

Finckle et alli (1980) obtiveram a distribuição de densidade para um escoamento horizontal gás/líquido em uma tubulação de 3” de diâmetro. A partir dos dados obtidos usando nove detectores dispostos em forma de arco com 21 posições variando a cada nove graus eles conseguiram plotar os mapas de densidade de diferentes padrões de escoamento.

Os resultados obtidos através do uso dos raios-x e dos raios gama podem ser usados para validar modelos em mecânica dos fluidos computacional como também fornecem informações que facilitam a formulação das equações constitutivas. Toye et alli (1995) compararam dados experimentais com modelos analíticos (Bridgwater, 1995). Em escoamento multifásico gás/líquido, apenas a fase líquida atenua a radiação em uma taxa proporcional à fração de líquido contida, assim facilmente pode-se reconstruir a fração de vazio.

**d) Tomografia por emissão de pósitron** – a tomografia por emissão de pósitron é caracterizada pela adição de um traçador dentro do processo em investigação. Esses traçadores emitem um sinal que pode ser detectado pelos sensores localizados ao redor dos objetos (Jones et alli, 1988). Em tomografia médica, essas partículas adicionadas são conhecidas como traçadores metabólicos ativos, que é uma molécula biológica que transporta um isótopo de pósitrons, como  $^{11}\text{C}$ ,  $^{13}\text{N}$ ,  $^{15}\text{O}$ . Esses isótopos se acumulam em partes do corpo onde a molécula tem afinidade. A glucose ( $^{11}\text{C}$ ), quando injetada no paciente, acumula-se no cérebro e o isótopo radiativo decai por emissão de pósitron. O pósitron emitido colide com um elétron livre e essa interação resulta na conversão de matéria em energia na forma de dois raios gama. Esses raios dotados de alta energia partem do ponto de colisão em direções opostas e são detectados por sensores localizados em torno do paciente.

### **2.5.2 – Tomografia através de ressonância eletromagnética**

Tomografia por ressonância magnética nuclear – A ressonância magnética nuclear é uma técnica que emprega a absorção ou emissão de radiação eletromagnética por elétrons ou núcleo dos átomos em resposta a uma aplicação de um campo magnético. Esses princípios são estudados em laboratório e são aplicados para analisar as propriedades atômicas e nucleares da matéria. A ressonância magnética nuclear de prótons foi primeiramente observada nos Estados Unidos em 1946 por Felix Bloch e William W. Hansen.

Em tomografia de processo esse método é geralmente usado quando os componentes do processo possuem átomos de hidrogênio dissociados em meio aquoso (Gladden, 1994; Gibbs, 1995; Gibbs et alii, 1995). Em tomografia médica, a ressonância magnética nuclear tem se tornado um método extremamente eficaz em diagnóstico e pesquisa. A tomografia através do uso da ressonância magnética é um método de alta resolução e muito caro.

### **2.5.3 – Tomografia usando princípio acústico**

Tomografia através do uso do ultrassom – o ultrassom são ondas sonoras inaudíveis aos seres humanos. A fonte de ultrassom, que também é o detector, é um cristal piezoelétrico (zirconato titanato de chumbo ou plástico polivinilidina difluoretetada) que muda de tamanho quando um campo elétrico é aplicado. As ondas emitidas atingem o meio. Elas são refletidas em qualquer ponto onde haja uma diferença de densidade, por exemplo, na interface das fases ou componentes em uma mistura bifásica. As ondas refletidas são recebidas por um aparelho eletrônico que determina o nível de intensidade podendo-se com esses dados reconstruir-se as imagens.

A ultrasonografia médica é uma técnica de imagem em tempo real e possui a grande vantagem de não somente ser utilizada para reconstruir as imagens e determinar a posição de órgãos do corpo humano como também pode ser utilizada para acompanhar a corrente sanguínea.

Em aplicações industriais, quando não se pode usar métodos elétricos ou quando os componentes possuem propriedades elétricas (resistência, permissividade) semelhantes, a

tomografia ultrasônica constitui um método alternativo para se imagear misturas bifásicas através da diferença de densidade das fases (Hoyle et alli, 1995; Hoyle, 1966). Outros relatos de desenvolvimentos dessa tecnologia são mostrados em Gai et alli (1989). Huang et alli (1989) usaram a tomografia através de ultrassom baseada no tempo de *flight* de pulsos de ultrassom para medir campos de velocidade.

#### 2.5.4 – Tomografia através do uso de propriedades elétricas e magnéticas

- a) Tomografia por indução eletromagnética
- b) Tomografia por resistência elétrica
- c) Tomografia por impedância elétrica
- d) Tomografia por capacitância elétrica

**a) Tomografia por indução eletromagnética** – A tomografia por indução eletromagnética tem como princípio a interação de um campo magnético oscilante com o meio condutor (Korjnevsky et alli, 1997 e 1998). Esse campo eletromagnético é produzido e detectado por bobinas dispostas em volta do objeto. A tomografia por indução consegue imagear as correntes elétricas de fuga do material no espaço do objeto (Peyton, 1995, Peyton et alli, 1996). Assim a condutividade (e permissividade) do objeto podem ser reconstruídas a partir de medidas do campo perturbado pelas correntes elétricas de fuga fora do objeto. Esse tipo de tomografia é aplicada em casos nos quais os eletrodos não podem estar em contato com o fluido por razões de pressão ou de desgaste dos eletrodos, como também a processos envolvendo misturas ferromagnéticas, podendo os componentes ser condutores ou não.

**b) Tomografia por resistência elétrica** – a tomografia por variação da condutância ou da resistência elétrica é aplicada em processos nos quais a fase contínua é condutora, podendo a fase dispersa ser condutora ou não. Nesse tipo de tomografia, os eletrodos estão em contato com o meio e a propriedade que se mede é a condutividade (resistência) do meio, que varia, no caso da tomografia de processo, com as proporções dos componentes constituintes.

Um dos mais simples métodos em tomografia por resistência elétrica consiste em injetar uma corrente elétrica através de um eletrodo e medir a voltagem em diferentes pares de eletrodos.

Um sinal elétrico é enviado por um eletrodo que se encontra em contato com o fluido e é recebido por um outro eletrodo depois de atravessar o meio. A partir desses sinais de corrente pode-se reconstruir a imagem da seção transversal do meio.

**c) Tomografia por impedância elétrica** – A equação que governa a distribuição de voltagem dentro de um campo elétrico não homogêneo e isotrópico é dada pela Equação 2.2 (Lin, et alli, 1991).

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0 \quad (2.2)$$

$V$  = voltagem

$\sigma = (c + j\omega\varepsilon)$  = adimitividade ou condutividade complexa

$c$  = condutividade

$\omega$  = frequência

$\varepsilon$  = permissividade relativa

O objetivo da tomografia elétrica através do uso da impedância é a reconstrução da imagem do objeto a partir dos sinais obtidos das variações de suas propriedades dielétricas ou condutoras.

**d) Tomografia por capacitância elétrica** – A tomografia por capacitância, por ser o tipo de tomografia escolhida para o desenvolvimento deste trabalho, receberá uma descrição mais detalhada.

A tomografia elétrica através da variação de capacitância é adequada a processos nos quais existem componentes não condutores e com diferentes permissividades relativas. A base de qualquer medida reside em explorar as diferenças ou contrastes nas propriedades do processo que se deseja estudar. Os sensores de capacitância são sensíveis às diferenças de “permissividades relativas” enquanto os raios-X e os raios gama são sensíveis à diferença de “densidade”.

O modelo teórico relacionando a permissividade relativa ou a condutividade elétrica de uma mistura bifásica com a fração de vazio de um componente disperso na fase contínua foi primeiro apresentado por Maxwell (1873). A teoria de Maxwell assumia que pequenas esferas de

um determinado material estavam disseminadas em uma fase contínua e que o campo elétrico era perturbado pela presença das esferas. Na sua teoria, Maxwell assumiu as esferas como sendo de igual tamanho e pequenas comparadas com a distância entre elas e formulou a permissividade relativa da mistura conforme a Equação 2.3.

$$\varepsilon_m = \varepsilon_1 \frac{2\varepsilon_1 + \varepsilon_2 - 2C_v(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)}{2\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + C_v(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)} \quad (2.3)$$

$\varepsilon_1, \varepsilon_2 =$  permissividade relativa dos componentes

$\varepsilon_m =$  permissividade relativa da mistura

$C_v =$  a fração de vazio do material disperso

As medidas de composição de uma mistura multifásica ou multicomponente usando os conceitos de Maxwell e de outros pesquisadores são utilizadas ainda hoje no monitoramento de sistemas gás/sólido, gás/líquido e líquido/sólido (Geldart e Kelsley, 1972; Hage e Werther, 1997). Muitos outros pesquisadores como Bottcher (1952), Rayleigh (1892), Meredith e Tobias (1960) também desenvolveram trabalhos para o cálculo da permissividade relativa de uma mistura de diferentes materiais.

A tomografia elétrica, principalmente por capacitância, vem superar diversos problemas associados à aplicação de sensores intrusivos, como também vem permitir uma análise detalhada da morfologia de um escoamento multifásico.

Quando a quantidade ou a forma como estão dispostos os componentes no interior de um sensor de capacitância variam, ocorre uma variação da permissividade relativa do meio e uma conseqüente variação da capacitância. É baseada nessas alterações que reside a idéia básica da tomografia elétrica por capacitância, que é a reconstrução da interface que separa os componentes de uma mistura multifásica a partir das  $N$  medidas de capacitância entre pares de eletrodos (com um sensor de capacitância com  $n$  eletrodos pode se obter  $n(n-1)/2$  medidas de capacitâncias) associadas a algum algoritmo de reconstrução. O mais simples tipo de sensor de capacitância para medir concentração de fases consiste de duas placas de cobre colocadas diametralmente opostas

na região externa da parede de um tubo de material não condutor (Dykesteen et alli,1985; Strizzolo et alli, 1993).

O sistema de tomografia elétrica através da capacitância (Yang, 1997) comparado com os demais sistemas possui as seguintes vantagens:

- i) não invasivo
- ii) baixo custo
- iii) proporciona respostas rápidas
- iv) não nocivo

Alguns sistemas de tomografia elétrica através do uso da capacitância usando sensores com 12 eletrodos podem coletar dados suficientes para produzir 40 imagens por segundo em sistema *on-line* (Yang, 1997). Em geral se deseja a obtenção de imagens em tempo real, portanto, os sensores devem ter uma resposta rápida, compatível com o processo dinâmico. Isso não é possível com sensores nucleônicos, já com o uso de sensores elétricos isto não constitui problema.

## 2.6 – Considerações sobre aplicação e escolha dos métodos tomográficos

Os métodos elétricos são rápidos quando comparados com os outros métodos, são simples de operar, robustos e fáceis de construir. O principal empecilho dos métodos elétricos está na resolução, que está entre 3 e 10% do diâmetro do tubo. Para processos industriais que não requerem precisão quantitativa, esses métodos são muito bem aplicados.

Como foi visto, existe uma grande variedade de métodos de tomografia. A escolha do método de tomografia a ser empregado depende de diversos fatores tais como:

- natureza dos componentes contidos no escoamento, vasos, reatores
- tipo de material (sólido, líquido, gás, mistura multifásica e as proporções)
- regime do escoamento (permanente ou transiente)
- resolução e sensibilidade requerida
- condições espaciais e temporais
- finalidade da pesquisa (laboratório, investigações, otimização de equipamentos, medição ou controle de processo)
- condições ambientais de segurança, operação e manutenção

Dentre os métodos tomográficos descritos anteriormente Beck et alli (1998) apresentam uma tabela para seleção do método tomográfico baseada na resolução espacial requerida e nos principais atributos de cada um deles (Tabela 2.1).

Tabela 2.1 – Tabela para a escolha do método tomográfico a partir de uma resolução espacial inicialmente requerida.

Princípio	Resolução espacial aproximada (% do diâmetro da seção transversal)	Realização Prática	Atributos
Radiação eletromagnética	1%	- ótico, - raios-x e raios gama, - emissão de pósitrons	- rápido e acesso ótico requerido, - lento e contém radiação, - não é possível em tempo real
Ressonância eletromagnética	1%	-ressonância magnética nuclear	- rápido - caro para grandes vasos
Acústico	3%	-ultrasônico	-limitado pela velocidade sônica e de uso complexo
medidas de propriedades elétricas	5%	- capacitância - condutância - indutância	- rápido - baixo custo - adequado para grandes e pequenos vasos

Beck et alli (1998) também apresentam um outro método que auxilia na escolha do processo de tomografia a partir de uma resolução espacial requerida como sendo maior ou menor do 5% juntamente com outras características dos componentes e do processo (Tabela 2.2). Na referida tabela *S* significa sim e *N* significa não.

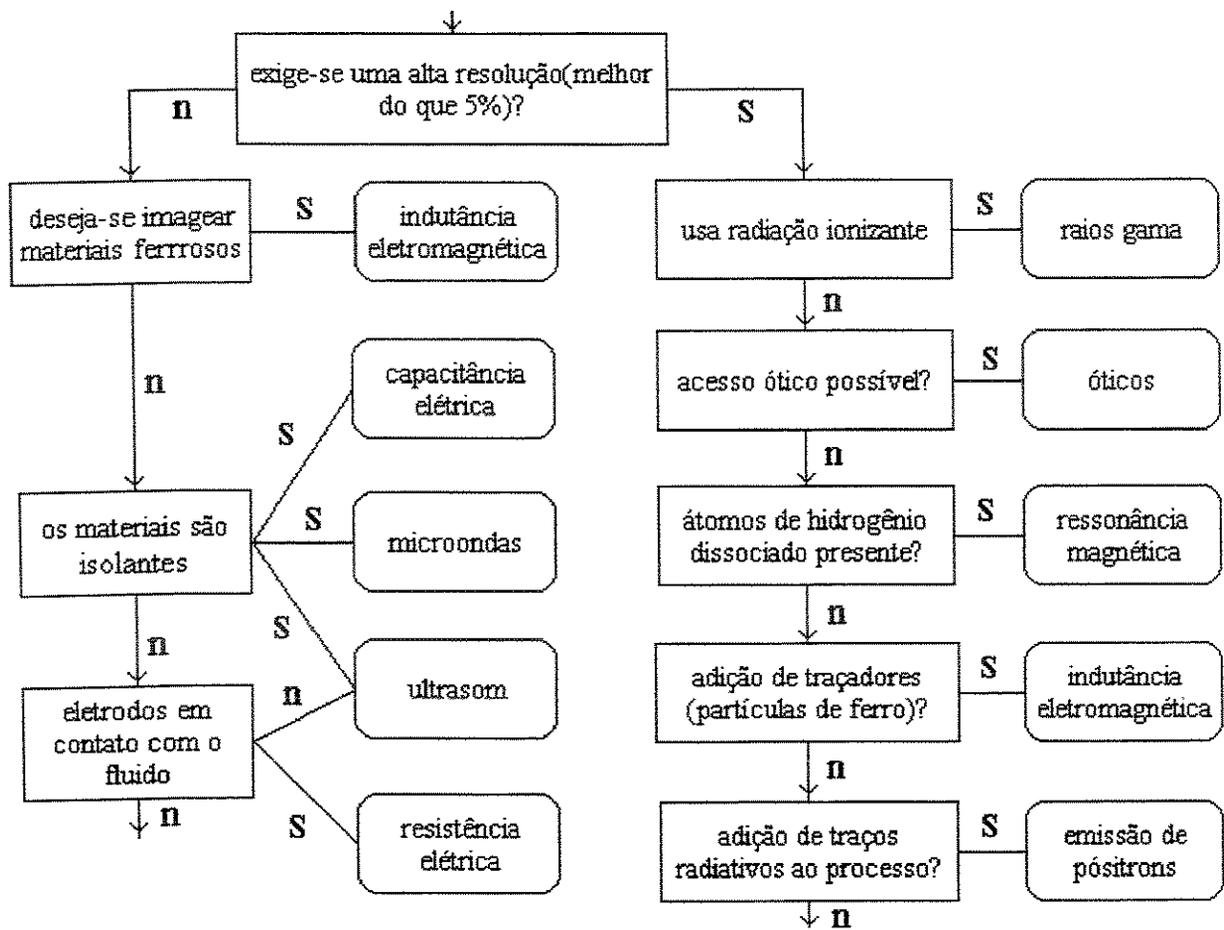


Tabela 2.2 – Fluxograma para orientação na escolha do tipo de tomografia partindo de um nível de resolução requerida.

## 2.7 – Tomografia de processo

Diferentemente da tomografia médica, onde a finalidade principal é a obtenção de imagens de órgãos internos ao corpo humano para auxiliar no diagnóstico de doenças (Herman, 1979), a tomografia de processo visa na sua totalidade o monitoramento e o controle de processos industriais. Este tipo de utilização de tomografia visa extrair informações espacial e temporal sobre parâmetros de um processo multifásico. Os sensores utilizados neste tipo de tomografia podem ser de origem nucleônica, ótica, elétrica, etc. Esses sensores são escolhidos dependendo não só do tipo do parâmetro a ser medido como também das características dos componentes.

A primeira demonstração de tomografia de processo aconteceu em 1975, quando um departamento de energia dos Estados Unidos localizado em *Morgantown* construiu um sistema de medida de capacitância para obter imagens de bolhas de gás em leito fluidizado. Na década seguinte, a universidade de *Manchester* (UMIST) formou um grupo de tomografia e acelerou o processo de desenvolvimento e o primeiro tomógrafo por capacitância para produzir imagens de escoamento bifásico foi desenvolvido por esta universidade. Esse tomógrafo possuía oito eletrodos e foi aplicado em escoamento de óleo e gás. Outros tomógrafos semelhantes foram desenvolvidos pelo *Schlumberger Cambridge Research* e pela Universidade de *Bergen* e *Christian Michelsen Research*.

Em comparação com a tomografia médica, a tomografia de processo através do uso de sensores de capacitância difere em dois principais aspectos:

- \* primeiro, na tomografia de processo, o número de sensores que podem ser fixados em volta do objeto que se deseja reconstruir a sua imagem é limitado, e não se pode aumentar em muito o número de medidas aumentando o número de eletrodos pois isto implicaria em uma diminuição da área de cada eletrodo e uma conseqüente diminuição no valor do sinal recebido, acarretando uma perda na sensibilidade do transdutor. Na tomografia médica o sensor gira em torno do paciente que é colocado no seu interior, já em tomografia de processo o objeto a ser imageado escoar através de um sensor fixo.

segundo, diferindo da tomografia de processo, na tomografia médica tem-se um campo uniforme no interior do sensor, pois os raios-X não são distorcidos devido a distribuição ou a forma dos objetos a serem imageados.

Diversas são as aplicações da tomografia de processo no campo das engenharias. Esta aplicação da tomografia promove informações para melhoria do projeto, da operação e do manuseio de componentes em escoamentos multifásicos. A partir dessas informações, pode-se tirar conclusões de propriedades tais como: padrão de escoamento, a velocidade, tamanho e a distribuição dos componentes. Estas propriedades são de extrema importância na determinação da transferência de calor e de massa no sistema. Citaremos alguns casos onde a tomografia de processo pode ser empregada para controlar e monitorar processos industriais.

A tomografia de processo é utilizada na identificação da distribuição espacial de regiões em tanques de mistura, medidas da interface em processos de separação, localização dos contornos das interfaces dos componentes de um escoamento multifásico em tubos. No monitoramento da densidade do leito e dos padrões de circulação em leito fluidizado (Almstedt, 1987; Merry e Davidson 1973); medidas de concentração volumétrica em mistura de gás/sólido (Irons e Chang, 1983); mistura de gás/óleo (Abouelwafa e Kendall, 1980); em mistura de gás/líquido (Chang et alli, 1984); medições em trajetória e velocidade de partículas (Hawkesworth, 1995), distribuição do escoamento líquido em reatores (Toye et alli, 1995); comportamento do fluxo do ar na região central em hidrociclones (Williams et alli, 1994).

Tomografia de processo não é somente aplicada à identificação de padrões de escoamento e contornos entre eles, mas também para medir parâmetros em micro escala. Por exemplo, trajetórias de partículas e suas velocidades (Hawkesworth et alli, 1995), distribuição da fase líquida em *trickle bed reactors* (Toye et alli, 1995), comportamento do *air-core* dentro de um hidrociclone (Williams et alli, 1994) e mistura de micropartículas são medidas usando várias técnicas tomográficas. A tomografia de processo pode também ser usada para medir distribuição de velocidade da fase dispersa (Altobelli et alli, 1991) ou velocidades relativas entre várias fases (Guilfoyle et alli, 1992; Gotz et alli, 1994). A tomografia encontra aplicações em outras áreas como estudo da combustão através da imagem da chama em cilindros de combustão interna, em

processo de polimerização do nylon, na indústria alimentícia, na detecção de defeitos provocados pela corrosão, estudos arqueológicos, pesquisas na área sísmica, na área de prospecção geológica. A tomografia de processo é uma ferramenta de extrema importância nas modelagens e no estudo da hidrodinâmica dos escoamentos multifásicos. Esse tipo de tomografia fornece uma grande quantidade de dados que podem ser usados através de métodos estatísticos como correlação cruzada ou método determinístico do caos para descrever interações multifásicas extremamente complexas.

É na indústria do petróleo onde a tomografia de processo encontra um maior avanço. A tomografia nesse campo é aplicada desde a caracterização e exploração de reservatórios através de métodos geofísicos onde se aplica a *crosswell* tomografia (Zimmerman (1992), Wilt et ali (1995), e Nekut (1995)) até a análise em laboratório com amostras de rochas extraídas dos poços de petróleo onde se estuda problemas relacionados à viscosidade, gravidade e controle da mobilidade nos escoamentos multifásicos gás/água/óleo através dessas rochas. Esses parâmetros são de extrema importância na modelagem e simulação de reservatórios (Vinegar e Wellington, 1987; Hunt et ali, 1998; Hove et ali, 1990; Coles et ali, 1991; Flannery et ali, 1987).

Através da utilização da tomografia de processo, novas técnicas para controle de escoamentos multifásicos na indústria ou para desenvolvimento de medidores multifásicos estão sendo criadas a partir da aplicação de dados obtidos através da utilização de redes neurais artificiais ou em teoria *fuzzy*.

### **2.7.1 – Planos gêmeos**

No campo das pesquisas científicas como também em tomografia de processo é de extremo interesse medir velocidade e fluxo de massa de cada componente. Nesse caso, faz-se necessário construir dois planos de imagens espaçados (em uma distância suficientemente próxima para que não se perca nenhuma informação com respeito à variação do fluxo nesse intervalo) (Figura 2.12). A partir das feições das imagens aplica-se uma correlação cruzada para a determinação da velocidade. O fluxo de massa de um determinado componente é conseguido integrando

espacialmente o produto da densidade do componente pela fração do componente pela velocidade que o componente possuía em cada pixel.

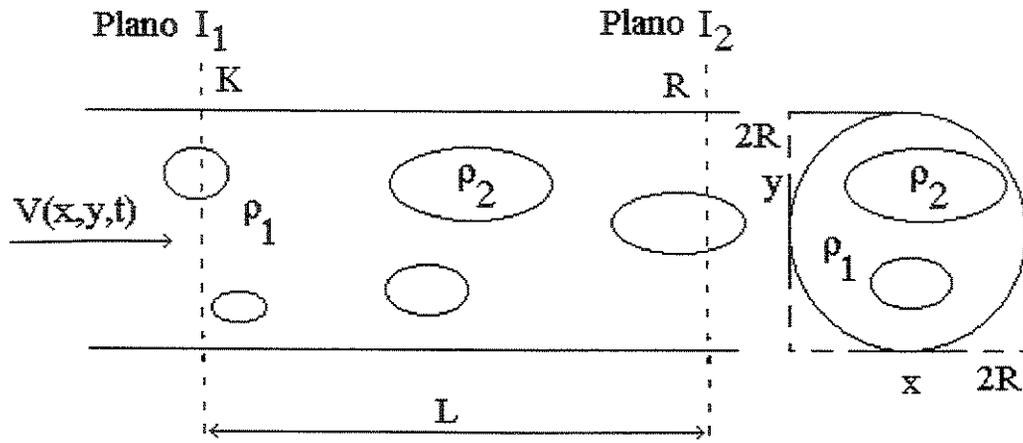


Figura 2.12 – Dois planos de imagens para cálculo da velocidade e do fluxo de massa.

### 2.7.2 – Tomografia composta

Para medidas de fração de componentes em uma mistura de mais de dois componentes como gás/água/óleo (comum em poços de petróleo) necessita-se de medidas independentes de permissividade e densidade e, portanto, de mais de um tipo de tomografia.

A densidade é principalmente sensível à fração do gás e a permissividade relativa é principalmente sensível à fração de água na mistura. A densidade é geralmente medida usando-se raios gama através de densitometria e a permissividade relativa é medida usando-se sensores de capacitância ou sensores de microondas. A utilização de mais de um sensor em um só processo tomográfico é conhecido como tomografia do tipo *dual-mode*, *multi-mode* ou *multimodality*.

Os sensores mais comuns usados nesses casos são combinações de capacitância e resistência, capacitância e indutância, capacitância e ultrassom, capacitância e microondas e com a utilização desses sensores pode-se medir o fluxo de massa em escoamentos multifásicos (Figura 2.13).

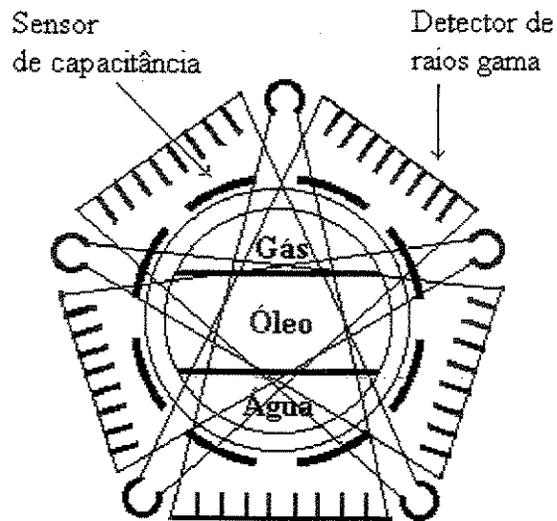


Figura 2.13 – Tomografia Composta onde um sensor de capacitância se encontra envolvido por detectores de raios gama.

## 2.8 – Campos dos tipos *hard-field* e *soft-field*.

Os diversos tipos de tomografia diferenciam-se principalmente pelos tipos de sensores e princípios físicos utilizados nas medições. Quanto aos tipos de campos gerados pelos sinais, os sensores usados em tomografia podem ser classificados em sensores do tipo *hard-field* e sensores do tipo *soft-field*.

Nos sensores do tipo *hard-field*, tais como os de origem nucleônica (raios-X, raios gama), o campo gerado pela radiação não é afetado pela natureza do fluxo que se encontra no seu interior (Figura 2.14b). Contudo, com sensores *soft-field*, tais como os usados na tomografia elétrica (capacitância, condutância e indutância), o campo elétrico sofre a influência da distribuição das fases, ou seja, o campo elétrico sofre uma distorção quando encontra uma interface com permissividades relativas ou condutividades diferentes (Figura 2.14a).

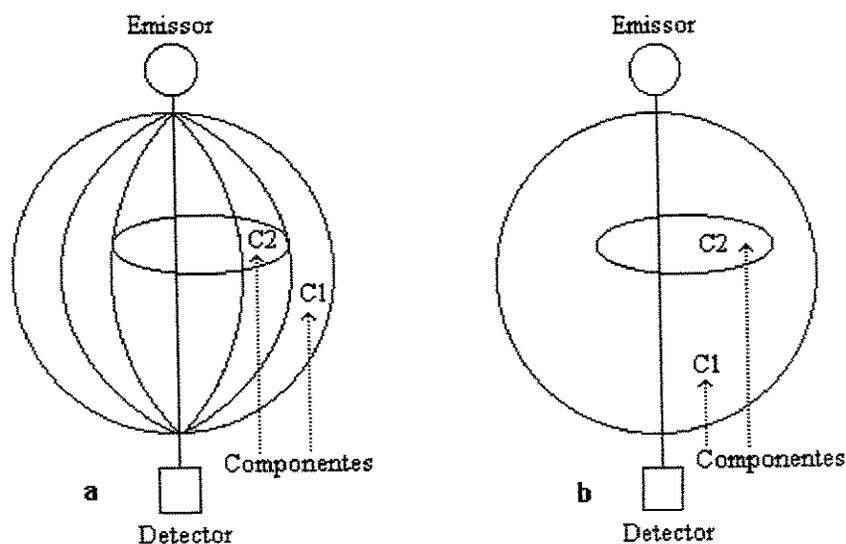


Figura 2.14a e 2.14b - Esquema representativo do comportamento do campo gerado usando-se sensor de capacitância (*soft-field*) (a); de raios-X (*hard-field*) (b).

Com os sensores do tipo *hard-field*, a determinação matemática da quantidade medida é fácil de ser obtida devido ao fato da operação de integração ocorrer ao longo de um caminho conhecido (Equação 2.4). Já com os sensores do tipo *soft-field*, a determinação da quantidade

medida é difícil de ser obtida, pois não se conhece o caminho, já que as linhas de campo sofrem distorções quando se deparam com meios de permissividades relativas diferentes (Equação 2.5).

$$\Phi_M = \int_s g(x, y) d\bar{s} \quad (2.4)$$

$$\Phi_M = \iint_{A[g(x,y), A_0]} g(x, y) d\bar{A} \quad (2.5)$$

$\Phi_M$  = valor referente ao parâmetro medido

$g(x,y)$  = distribuição da propriedade medida

$s$  = caminho de integração conhecido

$A$  = área de integração

## 2.9 – Algoritmos utilizados na reconstrução de imagens

Para a reconstrução das imagens a partir dos valores de capacitância e dos mapas de sensibilidade de capacitância, faz-se necessário o uso de algoritmos matemáticos que auxiliem na reconstituição do parâmetro medido. No caso de tomografia por capacitância tentar-se-á reconstituir a distribuição espacial das permissividades relativas dos componentes.

Para essa finalidade, uma diversidade de algoritmos iterativos e não iterativos tem sido criados. Alguns desses algoritmos receberam melhoria e adaptação para a finalidade (qualitativa ou quantitativa) como também para o processo de tomografia a que se destinam.

O algoritmos mais comuns usados em processos de reconstrução de imagem em tomografia elétrica por capacitância são:

- » MOR – Model-based reconstruction
- » TRA – Técnica de reconstrução algébrica
- » Utilização de tabelas de consulta (*look-up tables*)
- » Redes neurais artificiais
- » TRIS – técnica de reconstrução iterativa simultânea
- » Retro-projeção-linear
- » Outros algoritmos para reconstrução de imagens

### 2.9.1 – *Model-based reconstruction* – MOR

O princípio fundamental desse algoritmo é minimizar a diferença entre um conjunto de valores de capacitâncias medidas e um conjunto de valores de capacitâncias simuladas para encontrar a distribuição de permissividade relativa dos componentes usando-se um simulador de sensor de capacitância. O simulador do sensor usa o método de elementos finitos para resolver a equação de Poisson. A distribuição de permissividade relativa fornecida como dado de entrada é descrita através de um conjunto de parâmetros que modela a distribuição real dos componentes. Isaken (1994) minimizou a discrepância entre os valores de capacitância medidos e simulados usando uma otimização baseada no algoritmo de Levenberg-Marquardt.

Através de realizações de testes estáticos em tubos e uma construção da imagem de diversos padrões de escoamento multifásicos e diversas configurações do sensor os resultados mostraram-se satisfatórios, permitindo uma análise quantitativa.

### 2.9.2 – Técnica de reconstrução algébrica – TRA

Esse algoritmo é baseado na minimização da diferença entre as capacitâncias normalizadas, calculadas e medidas (Reinecke e Mewes, 1994). Inicialmente, uma imagem é calculada usando-se o algoritmo de retro-projeção-linear (RPL) e, através de um processo iterativo, essa imagem é melhorada alterando a distribuição do meio (Equação 2.6-2.8) através de um processo iterativo. A função de distribuição do meio é uma função da diferença entre as capacitâncias medidas normalizadas e as capacitâncias calculadas normalizadas e da distribuição de sensibilidade. Nessa técnica, as capacitâncias simuladas  $N_{c,i}^k$  são calculadas a partir da função de reconstrução da distribuição e da função de distribuição de sensibilidade.

$$g^{k+1}(x, y) = g^k(x, y) + \sum_i (N_{m,i} - N_{c,i}^k) \frac{S_i(x, y)}{\sum_i S_i(x, y)} \quad (2.6)$$

$$N_{m,i} = \frac{C_i^m - C_i^l}{C_i^h - C_i^l} \quad (2.7)$$

$$N_{c,i}^k = \sum_x \sum_y g^k(x, y) \frac{S_i(x, y)}{\sum_i S_i(x, y)} \quad (2.8)$$

$i$  = índice que indica um determinado par de eletrodos usado em uma medida de capacitância.

$k$  = fator indexador das iterações.

$g(x, y)$  = função de reconstrução da distribuição do meio.

$C_i^m$  = capacitância medida para uma determinada fração e distribuição de componentes.

$C_i^h$  = valor de capacitância quando o tubo se encontra cheio do componente de maior permissividade.

$N_{m,i}$  = capacitância medida normalizada.

$N_{c,i}^k$  = capacitância calculada normalizada.

$S_i(x, y)$  = distribuição de sensibilidade.

Reinecke e Mewes (1994) mostram em seu trabalho que a utilização desse algoritmo reduz para aproximadamente 40% o efeito das manchas ocasionadas pela utilização do algoritmo de retro-projeção-linear (RPL).

### 2.9.3 – Uso de tabelas de consulta

Nesse algoritmo os valores de capacitância medidos para um padrão desconhecido de escoamento são comparados com valores de capacitância armazenados de diferentes padrões de escoamentos. Os padrões são construídos a partir de comparações feitas entre os valores de capacitância medidos e os valores armazenados, de modo que a diferença entre esses valores resulte em uma mínima discrepância.

Klung e Mayinger (1993 e 1994), na Universidade de Munique, usando um sensor de capacitância com oito eletrodos, realizaram alguns experimentos para a identificação de padrões de escoamento usando tabelas de consulta com mistura óleo/gás e água/gás. Os padrões dos tipos anular e estratificado foram identificados e a fração de vazio foi estimada com um erro de  $\pm 2\%$

### 2.9.4 – Redes neurais artificiais

Esta técnica baseia-se em programar um algoritmo para converter valores de capacitância em uma distribuição bidimensional dos componentes (Duggan e York, 1995). Programar um algoritmo pode ser entendido como, por exemplo, a determinação dos valores de capacitância em função da posição de uma bolha de gás em um sensor cheio de óleo (Nooralahiyan et alli, 1994; Isaksen and Nordtvedt, 1992). Fornecendo como dado de entrada os valores de capacitância e a posição da bolha, pode-se construir um modelo que converte valores de capacitância em posições de bolha de gás. Resultados obtidos pelos trabalhos (acima) com um sensor de capacitância com

12 eletrodos mostram que a inacurácia varia entre 1% e 8% em relação à verdadeira fração de vazio, dependendo do padrão de escoamento. Para o padrão anular e estratificado a inacurácia em relação à verdadeira fração de vazio é em torno de 1%. Como dito acima, a acurácia em relação à resolução espacial não foi determinada, mas parece ser bastante acurada para os padrões de escoamento simples.

Tapson (1999) usou um método de redes neurais associado a um método estocástico em tomografia de processo com sensores capacitância para distinguir o número de pedaços de frutas passando através de um processo industrial. Redes neurais artificiais foram usadas para processar o sinal do sensor e o método estocástico foi usado para interpretar os parâmetros da rede neural.

### **2.9.5 – Técnica de reconstrução iterativa simultânea – TRIS**

Este algoritmo é baseado no princípio dos mínimos quadrados e é freqüentemente usado em pesquisas geológicas. Este algoritmo é capaz de reconstruir imagens de alta qualidade a partir de dados contendo muito ruído (Bangliang et alli, 2000) e tem uma grande vantagem de ser convergente, aplicando-se muito bem à reconstrução de imagens a partir de dados obtidos de sensores de capacitância. As desvantagens são as seguintes: lentidão, grande número de iterações são necessárias para a convergência, não se aplicando assim à reconstrução de imagens *on-line*. O método possui uma outra desvantagem: é que a transição das interfaces é suave, ou seja, não apresenta um limite bem definido, provocando manchas nessa região. O uso de um *thresholding* tem mostrado que esse recurso melhora em muito a qualidade das imagens.

### **2.9.6 – Retro projeção linear – RPL**

O princípio lógico do algoritmo de retro-projeção-linear (RPL) pode ser simplesmente explicado através da utilização de três sensores iguais com forma quadrada e cada sensor possuindo 9 quadrados menores internos representando a discretização de uma malha de elementos finitos com 9 elementos (também denominados de pixel) são vistos nas Figuras 2.15-2.17. Em cada um desses sensores encontram-se dois conjuntos de três pares de eletrodos, cada um disposto ao longo de cada lado do sensor. Os pares (X1-X1'), (X3-X3') situam-se ao longo da

horizontal e os pares  $(Y1-Y1')$ ,  $(Y2-Y2')$ ,  $(Y3-Y3')$  ao longo dos eixos verticais. Em cada um destes sensores encontra-se um objeto localizado em um ou mais pixel de cada malha (região rachurada). Na Figura 2.15, só os pares de sensores  $(X2-X2')$  e  $(Y1-Y1')$  podem detectar o objeto situado naquele pixel; não existe ambigüidade de imagem para esta situação que pode ser deduzida a partir das medidas de capacitância, ou seja, não existe dúvida com respeito à posição em que o objeto se encontra.

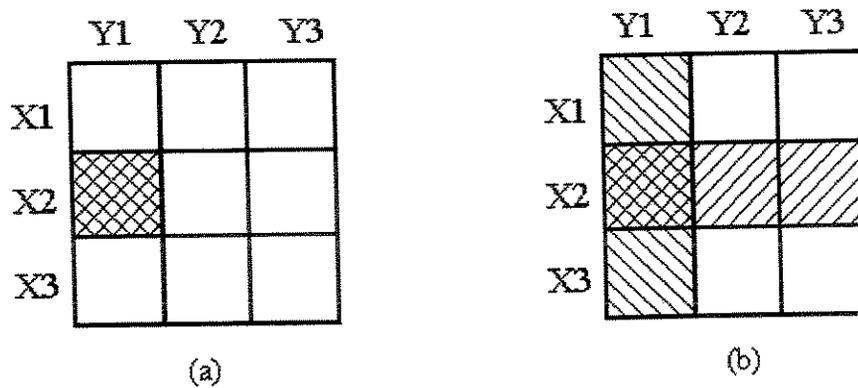


Figura 2.15 – Posição do objeto no interior do sensor (a) e imagem reconstruída a partir das medidas de capacitância (b).

A Figura 2.16 apresenta uma situação similar à Figura 2.15, porém existem objetos ocupando dois pixels, mas também não há dúvida com respeito à posição dos objetos no interior do sensor e pode-se a partir das medidas de capacitância determinar a distribuição do objeto no interior do sensor.

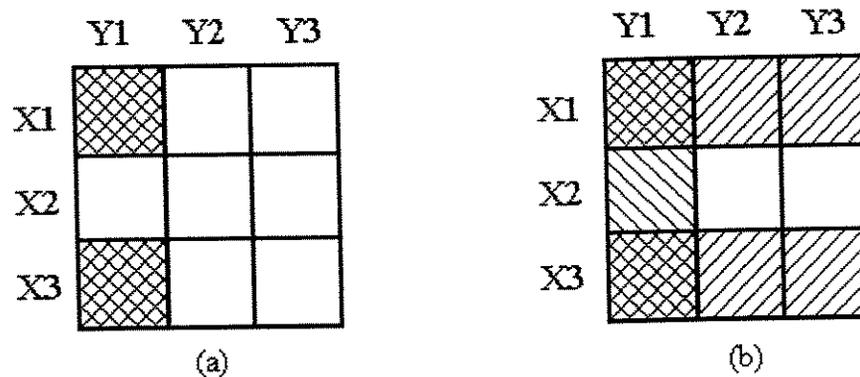


Figura 2.16 – Posição do objeto no interior do sensor (a) e imagem reconstruída a partir das medidas de capacitância (b).

No caso 3 (Figura 2.17), não há uma única solução se forem simplesmente obtidas as capacitâncias entre pares de eletrodos opostos. Pode ser possível resolver essa ambigüidade (por exemplo, conduzindo medidas extras de capacitância entre sensores de capacitância ao longo das diagonais), mas em casos de sensores circulares, haverá ainda significativa ambigüidade mesmo quando todas as medidas de capacitância forem efetuadas.

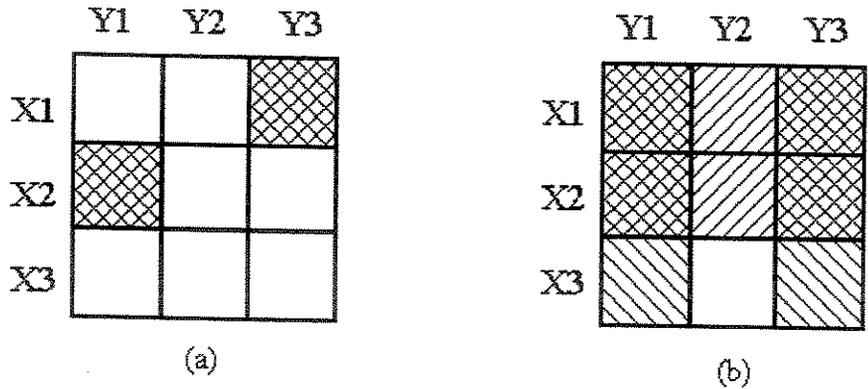


Figura 2.17a e 2.17b – Posição do objeto no interior do sensor (a) e imagem reconstruída a partir das medidas de capacitância (b).

Como o objetivo é calcular o valor da permissividade relativa de cada um dos pixels a partir de todas as possíveis medidas de capacitância, ou melhor, determinar que tipo de componente ocupa determinado pixel, isto não pode ser feito diretamente, porque existe informação insuficiente e, portanto, costuma-se usar um segundo conjunto de dados conhecido como mapas de sensibilidade, que podem ser medidos ou calculados para cada sensor antes de se começar qualquer medida. A imagem é então calculada superpondo as medidas de capacitâncias entre pares de eletrodos e usando fatores de ponderação para cada pixel (coeficientes dos mapas de sensibilidade).

Um sistema de tomografia com sensores do tipo *hard-field* (Figura 2.14b) forma um campo uniforme e estreito no qual a sensibilidade (variação no parâmetro medido como uma consequência de uma variação do parâmetro de interesse) é independente da distribuição do parâmetro dentro do sensor. Sensores *soft-field* (Figura 2.14a) geram um campo não homogêneo e a distribuição de sensibilidade dentro do campo depende da distribuição do parâmetro. No caso de tomografia por capacitância uma variação no parâmetro de interesse ( $\delta\epsilon_r(x,y)$ ) resulta em

uma diferente resposta ( $\delta C$ ) dependendo da posição  $(x, y)$  do parâmetro de interesse. Devido a essa característica, os algoritmos comumente usados em tomografia médica (retro-projeção-linear, retro-projeção-linear com filtro, técnica de reconstrução algébrica (TRA) não podem ser diretamente implementados para um sensor do tipo *soft-field* (Isaksen, 1996).

RPL é um algoritmo tipicamente qualitativo e não iterativo, afirmam Xie et alli, 1993; Nooralahiyan et alli, 1993; Mc Kee et alli, 1993; Fasching e Smith, 1991. O algoritmo de retro-projeção-linear (RPL) é uma técnica apropriada para uso em tempo real devido à sua simplicidade computacional.

### 2.9.7 – Outros algoritmos de reconstrução de imagem

Os algoritmos analíticos ou numéricos para tomografia *hard-field* baseados na transformação integral de Radon são bem conhecidos (Herman, 1980; Natterer, 1986). Yorkey et alli (1986) e Hua et alli (1991) apresentam um algoritmo tipicamente qualitativo e iterativo baseado no método de Newton-Raphson.

Uma outra técnica para identificação de padrões de escoamento denominada *fingerprint* foi usada por Xie et alli (1989). Com um sensor de capacitância com oito eletrodos ele identificou padrões de escoamento e mediu a concentração da fase líquida. Usando essa técnica, foi possível identificar padrões de escoamento do tipo estratificado, *core flow* e anular a partir de comparações entre os sinais de capacitância obtidos nos testes experimentais e um arquivo de sinais de capacitância previamente obtido. Esse arquivo de sinais de capacitância contém valores de capacitância de todas as combinações de pares de eletrodos obtidos para uma diversidade de concentração da fase líquida. Uma vez determinado o padrão de escoamento, essa técnica também permite estimar a concentração da fase líquida. Para cada uma das  $N$  medidas de capacitância de um determinado padrão de escoamento já identificado pode-se estimar a concentração da fase líquida de cada uma das  $N$  medidas de capacitância, comparando-se com os  $N$  valores de concentração para o mesmo valor de capacitância previamente obtido do mesmo padrão e em seguida estima-se o valor final por meio de uma média aritmética simples. Essa é uma técnica barata, mais simples e mais rápida de identificação de padrões de escoamento sem

processamento de imagens. Essa técnica também pode ser usada em paralelo com a tomografia auxiliando na determinação da concentração da fase líquida que é um parâmetro extremamente importante no processo de construção de imagens.

Jeanmeure et alli (1999) apresentam um algoritmo para tomografia elétrica por capacitância baseado na teoria da perturbação, usando uma estimativa inicial da distribuição de permissividade relativa obtida a partir do algoritmo de retro-projeção-linear. As estimativas são atualizadas através de processo iterativo até alcançar-se a partir delas as leituras de capacitâncias de cada par de eletrodos. O método é lento, mas apresenta uma resolução melhor do que a conseguida com algoritmo de retro-projeção-linear.

Isaken e Nordtvedt (1994) apresentam um método para aplicação em tomografia de processo por capacitância onde um simulador numérico é capaz de calcular as capacitâncias a partir de uma determinada configuração do sensor, sendo o padrão de escoamento e a distribuição de permissividade relativa usados como parâmetros no algoritmo de otimização. O algoritmo calcula esses parâmetros, ou seja, a distribuição do dielétrico, minimizando uma função definida como uma soma ponderada da diferença dos quadrados entre as capacitâncias medidas e estimadas. Um outro algoritmo muito utilizado em tomografia médica é o algoritmo de retro-projeção-linear-filtrado (RPLF). Nesse algoritmo se aplica a teoria de Fourier para encontrar o coeficiente de atenuação linear em vários pontos da seção transversal do objeto. O RPLF é o método preferido em tomografia computadorizada.

A escolha de um algoritmo para reconstrução de imagens se dá em função única e exclusiva do propósito a que se destina e não existe algoritmo com propósito geral.

## 2.10 – Circuito eletrônico

Nesta seção, descreve-se alguns dos métodos utilizados para medição de capacitância. Dentro de cada método, apresenta-se os principais circuitos característicos, descrevendo-se os seus princípios de funcionamento para obtenção dos valores de capacitância desejados. Finalmente, faz-se uma análise comparativa entre os circuitos descritos, ponderando-se sobre suas vantagens, desvantagens, peculiaridades e condições de aplicabilidade.

Um dos principais objetivos almejados na construção dos circuitos eletrônicos para serem usados em tomografia elétrica por capacitância é que eles sejam imunes a capacitâncias parasitas. Capacitâncias parasitas são capacitâncias que aparecem em determinadas partes dos circuitos e que prejudicam ou camuflam as leituras dos verdadeiros valores de capacitâncias. Essas capacitâncias parasitas são difíceis de serem compensadas, pois não são estáveis, devido a variações em seus valores influenciadas pelas variações das condições ambientais, como temperatura e umidade. As capacitâncias parasitas são características de determinados componentes, mas também podem aparecer em certas partes dos circuitos como consequência do campo elétrico formado entre partes que se encontram próximas. Conforme Yang et alli (1999), existem três fontes de capacitâncias parasitas nos sensores elétricos usados em tomografia por capacitância:

- 1) capacitância parasita surgida entre o eletrodo de medida e a blindagem externa aterrada.
- 2) capacitância parasita surgida nos cabos coaxiais que transportam os sinais elétricos. Essas capacitâncias são da ordem de 100 pF/m (100 pico Faraday por metro de cabo).
- 3) capacitância parasita das chaves *CMOS* (*complementary metal oxide semiconductor*) em torno de 8 pF.

Todas essas capacitâncias parasitas, quando somadas, chegam a atingir valores da ordem de 150 pF. Em grande parte dos experimentos científicos, como na maioria das aplicações industriais, observa-se que os valores de capacitância medidos estão entre 0,01 e 10 pF, com

variações de capacitância da ordem de 0,005 a 0,08 pF. Os valores das capacitâncias parasitas são muito maiores do que as variações de capacitância, mostrando assim que os circuitos eletrônicos devem ser projetados para serem imunes às capacitâncias parasitas.

Os transdutores de capacitância há muito tempo são utilizados em aplicações tais como medidas de vibrações, medidas de deslocamentos, medidas de pressão, medidas de densidades de fluidos. Em alguns casos, esses transdutores de capacitância devem ser capazes de realizar medidas dinâmicas em tempo real para a utilização em controle de processo e em outros casos são exigidos apenas que sejam capazes de realizar medidas estáticas ou com pequenas variações. Para uso em tomografia de processo e principalmente para aplicação em estudos laboratoriais de fenômenos multifásicos, uma grande variedade de circuitos eletrônicos tem sido criados.

Para aplicações em tomografia por capacitância, a construção de um circuito eletrônico baseado em qualquer que seja o princípio de medição deve levar em conta os seguintes critérios para que se possa ter medidas confiáveis (Huang et alii, 1988):

- \* Baixa variação na linha base
- \* Uma alta e estável sensibilidade
- \* Efeitos da temperatura ambiente
- \* Imunidade à capacitância parasita
- \* Variação na frequência das medidas
- \* Efeito da influência da condutância em paralelo com a capacitância
- \* Imunidade a interferências elétricas externas
- \* Complexidade e custo

Como grande parte dos circuitos eletrônicos para aplicação em tomografia de processo foram desenvolvidos para aplicação na indústria petrolífera, baseado em dados obtidos através de estudos nesse campo de aplicação, Huang et alii (1992) sugerem as características que a eletrônica de um sensor de capacitância deve ter para que possa ser aplicado na obtenção de imagens em tempo real na indústria petrolífera:

- Compatibilidade com os sensores primários
- Alta resolução ( 0,3 fF )
- Baixo nível de ruído ( valor *rms* menor do que 0,1 fF)
- Baixa variação na linha base
- Grande amplitude de medidas (0,3fF até 2pF)
- Alta taxa de obtenção de dados
- Chaveamento controlado por computador
- Capacidade de transmissão de dados a uma distância de até 250m

Nizamani (1993) classificou os circuitos eletrônicos para medida de capacitância agrupando-os de acordo com o método eletrônico utilizado na geração e transdução dos sinais. A sua classificação resultou em cinco métodos: método baseado em ponte; método da transferência de carga; método relacionado com a frequência; método de carga e descarga; método de conversão de capacitância em ângulo de fase.

- Método baseado em ponte – Nesse método, o capacitor forma uma parte da impedância de um braço da ponte. Quando a ponte se encontra balanceada um sinal é detectado. Este método tem a desvantagem de ser muito dispendioso no que se refere ao tempo de aquisição dos sinais, tornando-se inadequado para medidas automáticas. A acurácia das medidas depende da qualidade dos componentes utilizados, da precisão do balanceamento e da experiência do operador, além de requerer outros cálculos extras para a determinação da capacitância desconhecida.
- Método da transferência de carga – a capacitância desconhecida forma uma parte de um amplificador de carga com outro capacitor padrão ( $C_s$ ) usado como capacitor de realimentação e a relação entre a voltagem de entrada ( $V_i$ ) a voltagem de saída ( $V_o$ ) com a capacitância desconhecida ( $C_x$ ) é dada como  $V_o = -C_x \frac{V_i}{C_s}$ .
- Método relacionado com a frequência – O capacitor é usado como um componente determinante da frequência. O capacitor forma uma parte de um filtro e a resposta do filtro está relacionada com a medida de capacitância. O valor da capacitância é

determinado através do *stop/start* das oscilações de um oscilador baseado em um amplificador operacional e um resistor é variado até alcançar o ponto crítico. Devido a essas variações manuais, esse tipo de circuito se torna inadequado para medidas automáticas.

- Método de carga e descarga – a capacitância desconhecida forma uma parte da constante de tempo do circuito e o tempo é contado por *thresholds* para dar o valor da capacitância desconhecida.
- Método de conversão de capacitância em ângulo de fase – este método usa um amplificador de carga compensado de corrente alternada. O ângulo de fase varia gradualmente com a variação da capacitância. Este método requer a disponibilidade de dois sinais sinusoidais com uma relação de fase conhecida.

Uma outra classificação dos circuitos eletrônicos para medida de capacitância foi elaborada por Kano (1980), que agrupou os circuitos em quatro principais categorias:

- ressonância
- oscilação
- carga/descarga
- ponte de corrente alternada.

Ainda segundo Kano (1980), embora outras técnicas de transdução de capacitância tenham aparecido, os circuitos eletrônicos podem ser enquadrados em alguns desses grupos. Descreveremos abaixo os circuitos característicos de cada um desses grupos mostrando as suas peculiaridades, aplicações, vantagens e desvantagens.

#### **a) Método da ressonância**

Os circuitos eletrônicos baseados neste método são capazes de medir tanto a capacitância como a condutância em um ampla classe de frequências que varia de algumas centenas de kHz

até algumas centenas de MHz. Essa característica desse método permite que ele possa ser aplicado em laboratório para medidas de propriedades de materiais.

Um circuito eletrônico representativo desse método é visto na Figura 2.18, conforme Benadda et alli (1982). Um oscilador fornece uma onda senoidal com certa voltagem  $V_1$  para um divisor de tensão formado por uma capacitância conhecida  $C_1$  e um circuito em paralelo formado por um indutor  $L$  (de indutância conhecida), um capacitor (com a capacitância desconhecida), um resistor e as capacitância parasitas  $C_{s1}$  (do eletrodo) e  $C_{pv1}$  (do voltímetro).

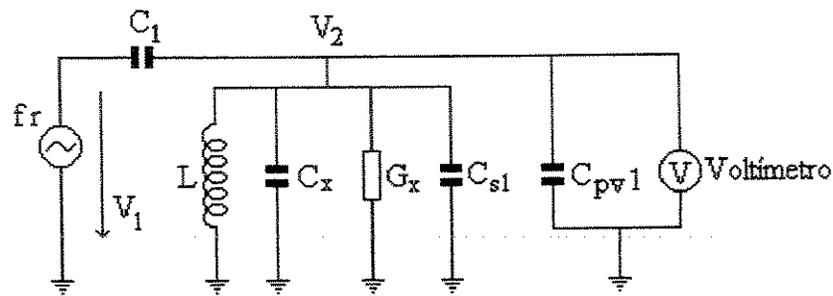


Figura 2.18 – Circuito eletrônico para medida de capacitância baseado no princípio da ressonância.

Ajustando-se a frequência ( $f_r$ ) da fonte, o circuito entra em ressonância e a capacitância desconhecida ( $C_x$ ) é calculada através da Equação 2.9.

$$(2 \cdot \pi \cdot f_r)^2 L (C_1 + C_x + C_{s1} + C_{p1}) = 1 \quad (2.9)$$

$f_r$  = frequência da fonte

$L$  = indutância conhecida

$C_1$  = capacitância conhecida

$C_x$  = capacitância desconhecida

$C_{s1}$  = capacitância parasita

$C_{p1}$  = capacitância parasita do voltímetro

A perda por condutância no elemento condutivo  $G_x$  em paralelo com a capacitância é obtida a partir da Equação 2.10.

$$\frac{G_x}{(j2\pi fr + G_x)} = \frac{V_2}{V_1} \quad (2.10)$$

$2\pi fr$  = frequência

$G_x$  = elemento condutivo

$V_2$  = tensão de saída

$V_1$  = tensão de entrada

Uma grande desvantagem desse tipo de circuito (Figura 2.18) é a sua total sensibilidade às capacitâncias parasitas  $C_{s1}$  e  $C_{p1}$ , como pode ser observado na Equação 2.9.

Na Figura 2.19 um outro tipo de circuito, que obedece o mesmo princípio da ressonância, mas onde as capacitâncias parasitas  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$  não afetam as medidas de capacitâncias, foi desenvolvido (Benadda et alli, 1982). Neste tipo de circuito, a capacitância parasita  $C_{s1}$  se encontra *shunted* pela fonte de voltagem e a capacitância parasita  $C_{s2}$  se encontra *shunted* pela baixa impedância de entrada do detector de corrente. Nesta configuração, a condição de ressonância é identificada pelo detector de corrente.

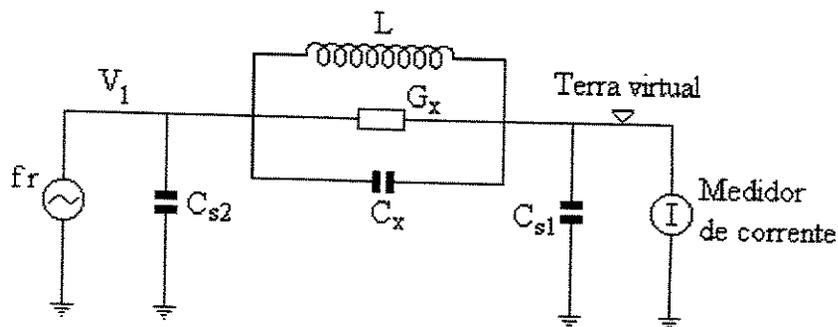


Figura 2.19 – Circuito eletrônico para medida de capacitância pelo método da ressonância imune à capacitância parasita.

Para obtenção das medidas de capacitância usando o método da ressonância, alguns passos iniciais se fazem necessários, como: ajuste da frequência de ressonância; detecção da condição de ressonância e cálculo da capacitância desconhecida e da perda por condutância. Alguns desses passos são feitos manualmente, o que torna este método inadequado para o controle e monitoramento contínuo em processos industriais, e para a obtenção de imagens a partir de dados gerados em tempo real.

## **b ) Método da oscilação**

Este método emprega osciladores do tipo LC (indutor-capacitor) e RC (resistor-capacitor) para medir o valor de uma capacitância desconhecida  $C_x$  através de uma relação com a frequência de oscilação. A frequência de oscilação do circuito é medida usando-se um contador digital ou também fazendo-se uso de um conversor de frequência em voltagem, obtendo-se, assim, um sinal analógico na saída, que será usado para obtenção do valor da capacitância desconhecida.

### **b.1 ) Método da oscilação usando osciladores RC**

Os tipos de circuitos eletrônicos deste método são os mais usados em medidores de capacitância.

Apesar da sua generalidade, estes circuitos apresentam algumas desvantagens, tais como: pouca imunidade a capacitâncias parasitas; a frequência de oscilação sofre influência da condutância *shunting* de  $C_x$  comprometendo a sua estabilidade; pouca sensibilidade a pequenas variações de capacitância. Estas desvantagens fazem com que esse tipo de circuito não seja aplicado onde se requer uma resolução melhor do que 0,01 pF.

### **b.2) Método da oscilação usando osciladores LC**

Na Figura 2.20, pode-se ver um circuito oscilador para medição de capacitância do tipo LC. Esse circuito tem capacidade de fornecer medidas em frequência que podem variar de algumas centenas de kHz até algumas centenas de MHz.

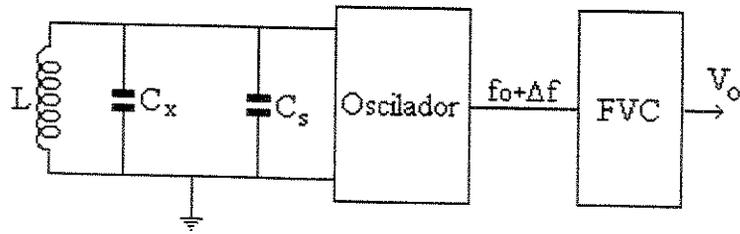


Figura 2.20 – Circuito LC para medida de capacitância baseado no princípio da oscilação.

O valor da capacitância desconhecida é obtido quando o meio sofre uma variação provocando uma correspondente alteração na frequência inicial de oscilação. O sinal de frequência do circuito passa por um conversor de frequência em voltagem e a quantificação na alteração da frequência inicial é determinada através de um sinal de tensão de saída vindo de um conversor de frequência em voltagem. A variação na frequência de oscilação é expressa através da Equação 2.11.

$$\Delta f = -\frac{f_0}{2(C_x + C_s)} \Delta C_x \quad (2.11)$$

$\Delta f$  = variação na frequência

$\Delta C_x$  = variação na capacitância

$f_0$  = frequência de oscilação

$C_x$  = capacitância desconhecida

$C_s$  = capacitância parasita total em paralelo com  $C_x$

Este tipo de circuito apresenta duas principais fontes de variação na linha base: a influência das capacitâncias parasitas e a deriva no demodulador de frequência modulada. Para melhorar a estabilidade desse tipo de circuito, Grenn et alli (1983) realizaram algumas mudanças como realimentação, filtro passa-baixa e conversor de capacitância em voltagem que, apesar de não medir capacitâncias estáticas, permitiu medir flutuações de capacitância na frequência de 1-1000Hz com uma resolução de 0,01fF.

Com esse mesmo princípio de medida, Floyed et alli (1985) construíram uma configuração de circuito usando um oscilador de referência, tornando possível medir capacitâncias estáticas. A

diferença entre as duas frequências de oscilação a partir da saída de um misturador de frequência é medida usando-se um contador ou um conversor de frequência em voltagem, sendo possível medir os baixos sinais em frequência. A principal desvantagem desse tipo de circuito é a sua não imunidade à capacitância parasita ( $C_s$ ). É uma grande vantagem é a sua aplicabilidade a casos em que os materiais são condutores devido à frequência de oscilação do oscilador LC (indutor-capacitor) não ser sensível à perda por condutância que se encontra associada em paralelo com a capacitância.

### c) Método de carga/descarga

Esse método de medida de capacitância é um dos mais usados em tomografia elétrica por capacitância. A primeira patente de um circuito eletrônico representativo desse método foi registrada pela *Endress and Hauser LTD*. A operação de um transdutor de capacitância com esse princípio consiste em carregar o capacitor  $C_x$  com uma voltagem  $V_c$  através de uma chave CMOS  $S_1$  e em seguida descarregar o capacitor em um circuito detector de carga através de uma outra chave CMOS  $S_2$  (Figura 2.21).

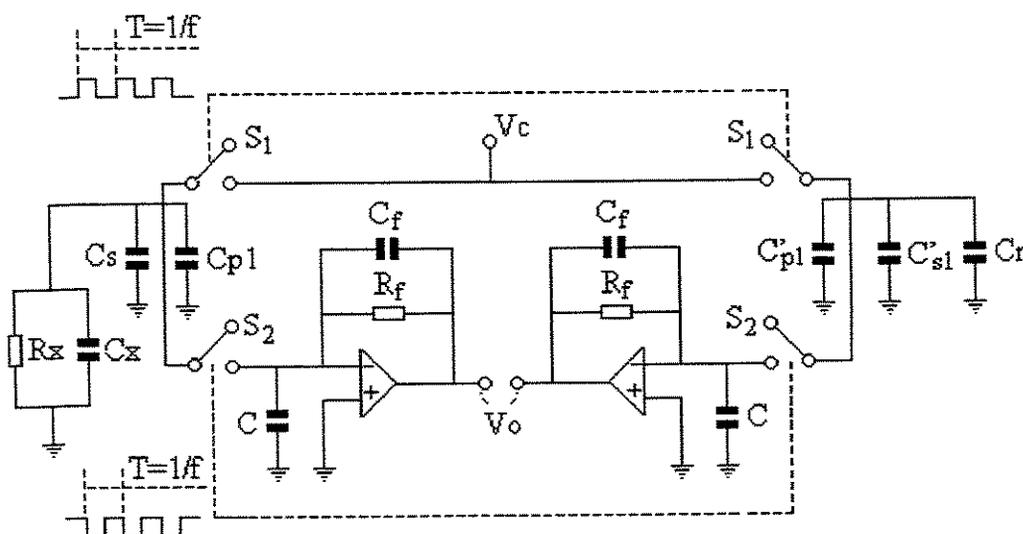


Figura 2.21 – Circuito eletrônico para medida de capacitância pelo método de carga e descarga.

Na primeira parte do ciclo de medida, a capacitância desconhecida  $C_x$  é conectada a uma fonte de voltagem de baixa impedância através da chave *CMOS*  $S_1$  e o capacitor é carregado até uma voltagem  $V_c$ . Na segunda parte do ciclo, a chave *CMOS*  $S_1$  abre antes da chave  $S_2$  fechar para descarregar a carga do capacitor no circuito eletrônico de medida. Cada ciclo completo, compreendendo as fases de carga e descarga, é repetido sob o controle de um sinal digital de um *clock* com uma certa frequência 'f'. A carga referente à capacitância desconhecida armazenada no capacitor  $C_x$  transferida durante um ciclo para o circuito é dada pela Equação 2.12.

$$Q = V_c C_x \quad (2.12)$$

$Q$  = carga armazenada no capacitor  $C_x$

$V_c$  = voltagem da fonte de alimentação

$C_x$  = capacitância desconhecida

Considerando a frequência de carga, a corrente de carga que escoar para o circuito eletrônico de medida é obtida através da Equação 2.13.

$$I = f Q = V_c C_x f \quad (2.13)$$

$I$  = corrente de carga

$f$  = frequência

O circuito detector, que tem como principal componente o amplificador operacional, limpa esse sinal de corrente e converte essa corrente em um sinal contínuo de voltagem (Equação 2.14)

$$V_0 = R_f I = R_f (V_c C_x f) \quad (2.14)$$

$V_0$  = voltagem de saída.

$R_f$  = resistência de realimentação

A sensibilidade de um circuito transdutor de capacitância é definida como a razão da variação da tensão em função da variação de capacitância. Usando-se a Equação 2.14 obtém-se a

expressão da sensibilidade na Equação 2.15. Essa sensibilidade é geralmente expressa em milivolts por fento farad (mV/fF).

$$\frac{dV_0}{dC_x} = f \cdot V_c \cdot R_f \quad (2.15)$$

O circuito de carga/descarga da Figura 2.21 está configurado em uma forma diferencial e, conforme Huang (1986) a relação entre a voltagem de entrada e a voltagem de saída envolvendo a capacitância desconhecida  $C_x$  que se deseja obter é obtida através da Equação 2.16.

$$V_0 = f V_c R_f [(C_x - C_r) + (C_{s1} - C'_{s1}) + (C_{p1} - C'_{p1})] \quad (2.16)$$

$V_0$  = tensão de saída

$V_c$  = tensão de entrada

$C_x$  = capacitância desconhecida

$C_r$  = capacitor de referência

$C_{s1}$  = capacitância parasita entre o eletrodo fonte do capacitor  $C_x$  e o terra

$C'_{s1}$  = capacitância parasita entre o capacitor  $C_r$  e o terra

$C_{p1}, C'_{p1}$  = capacitâncias parasitas das chaves *CMOS*

Uma desvantagem deste tipo de circuito é a sua não imunidade às capacitâncias parasitas  $C_{s1}, C'_{s1}, C_{p1}$  e  $C'_{p1}$ , o que dificulta muito a tentativa de melhora da estabilidade do circuito.

Uma outra configuração de circuito eletrônico utilizando esse mesmo método de carga/descarga, porém imune à capacitância parasita e com uma variação da linha base bastante melhorada em relação ao circuito original da Figura 2.21, é apresentada por Huang et alli (1988) na Figura 2.22. O circuito apresentado por Huang baseia-se também no mesmo princípio de carregar o capacitor desconhecido com uma voltagem +V e em seguida descarregar o mesmo capacitor. Esse processo de carga e descarga obedece a um ciclo programado com uma certa frequência e os sucessivos descarregamentos dos pulsos de corrente do capacitor são medidos através de um detector que utiliza um amplificador operacional.

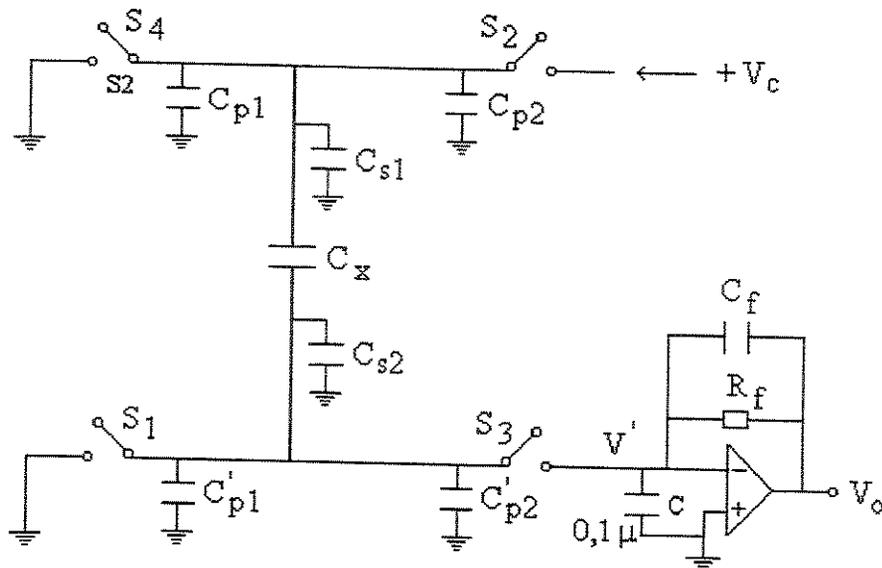


Figura 2.22 – Circuito eletrônico para medida de capacitância baseado no método de carga e descarga e imune à capacitância parasita.

A Figura 2.23 mostra um diagrama simplificado do princípio de funcionamento deste tipo de circuito onde as capacitâncias parasitas  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  das chaves *CMOS*  $S_2$  e  $S_4$  e a capacitância parasita da blindagem  $C_{s1}$ , todas ligadas ao eletrodo fonte, foram agrupadas em uma só capacitância denominada  $C_0$  e as capacitâncias parasitas  $C'_{p1}$ ,  $C'_{p2}$  das chaves *CMOS*  $S_1$  e  $S_3$ , juntamente com a capacitância parasita da blindagem  $C_{s2}$  ligadas ao eletrodo detector, foram agrupadas em uma só capacitância denominada  $C'_0$ . No diagrama da Figura 2.23 também pode ser visto um ciclo completo de abertura e fechamento das chaves *CMOS* (carga e descarga).

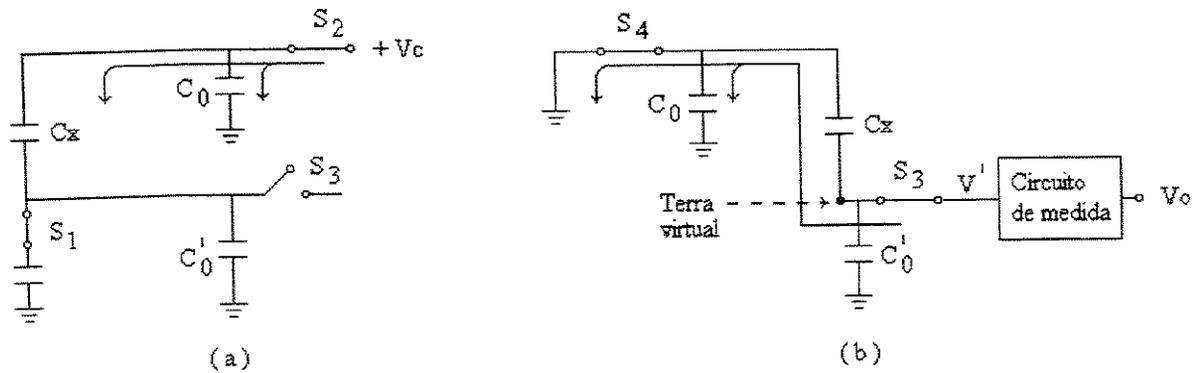


Figura 2.23 – Comportamento das capacitâncias e das chaves *CMOS* no processo de carregamento (a) e do comportamento das capacitâncias e das chaves *CMOS* no processo de descarregamento (b) no circuito de carga e descarga.

Em um ciclo completo de carga e descarga, quando o sinal do *clock* está alto (emitindo sinal), a chave *CMOS*  $S_1$  é fechada, conectando o eletrodo detector do capacitor desconhecido  $C_x$  ao terra. Depois de um pequeno espaço de tempo  $T_1$ , a chave *CMOS*  $S_2$  é fechada para carregar o eletrodo receptor (ou eletrodo fonte) do capacitor  $C_x$  até uma voltagem  $+V_c$  (Figura 2.24). Neste mesmo período de tempo, as capacitâncias parasitas ligadas ao eletrodo fonte carregam-se até a voltagem  $+V_c$  e as capacitâncias parasitas ligadas ao eletrodo detector são descarregadas até o potencial zero. Quando o *clock* está no estado baixo (sem sinal), as chaves *CMOS*  $S_1$  e  $S_2$  abrem-se antes da chave *CMOS*  $S_3$  fechar para conectar o eletrodo detector ao terra virtual do circuito eletrônico. Depois de um curto espaço de tempo  $T_1$ , a chave *CMOS*  $S_4$  fecha para descarregar as capacitâncias  $C_x$  e  $C_0$  para o terra. Esse processo de carga/descarga permite fluir unicamente através do detector a corrente de descarga do capacitor  $C_x$ , eliminando os efeitos das capacitâncias parasitas das medidas.

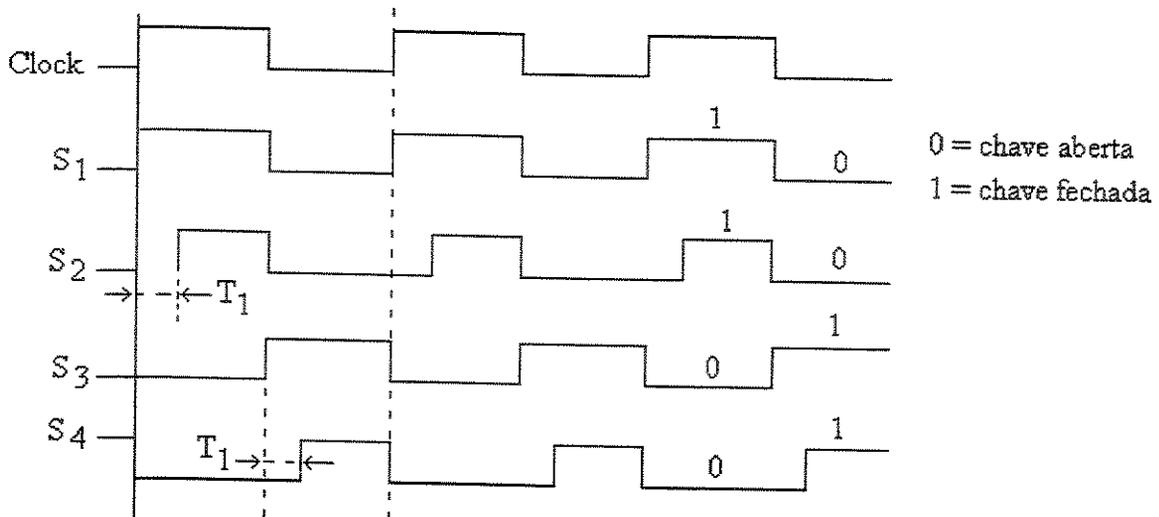


Figura 2.24 – Diagrama do ciclo de carga e descarga através das chaves *CMOS* em relação aos estados do *clock*.

Devido ao fato da impedância de entrada do amplificador operacional ter um considerável valor dinâmico, os pulsos de descarga de corrente através do operacional geram picos de voltagem na entrada do amplificador. Por isso, neste tipo de configuração se utiliza um capacitor de desacoplamento  $C$  onde o valor de  $C \gg C_x$  entre a entrada do amplificador operacional e o terra que não afeta as medidas, absorve os transientes e garante um potencial de terra virtual estável na entrada do detector de carga. Nesse tipo de circuito, procura-se escolher um alto valor para a constante de tempo ( $T_f = R_f \cdot C_f$ ) e um grande valor de  $C$ , como sendo maior do que  $0,1 \mu\text{F}$ , para se ter certeza de que a entrada do amplificador operacional permanece estável durante o ciclo de descarga, capacitando assim o circuito a operar em altas frequências (em torno de alguns MHz), requerindo um amplificador operacional de alta largura de banda. Com essas características, o circuito de medida de carga produz um sinal contínuo de voltagem proporcional à capacitância que se quer medir.

Com a eliminação dos efeitos das capacitâncias parasitas, incluindo as das chaves *CMOS*, foi possível construir um transdutor com uma variação da linha base de  $0,002 \text{ pF}/12 \text{ horas}$  operando em uma frequência de  $1 \text{ MHz}$ .

A principal desvantagem desses tipos de circuitos é que eles sofrem o problema de injeção de carga que repercute nocivamente nos valores das medidas de capacitâncias. A injeção de carga

significa o fluxo de cargas elétricas que ficam armazenadas nas chaves *CMOS* e que a cada ciclo são injetadas no circuito detector de corrente.

Visando a minimização da injeção de carga, Yang (1996) desenvolveu uma nova configuração de circuito eletrônico para medida de capacitância dentro do mesmo método de carga/descarga. O circuito eletrônico é apresentado na forma diferencial e além de minimizar o problema de injeção de carga é imune a capacitâncias parasitas e apresenta um sinal de tensão maior na saída (Figura 2.25).

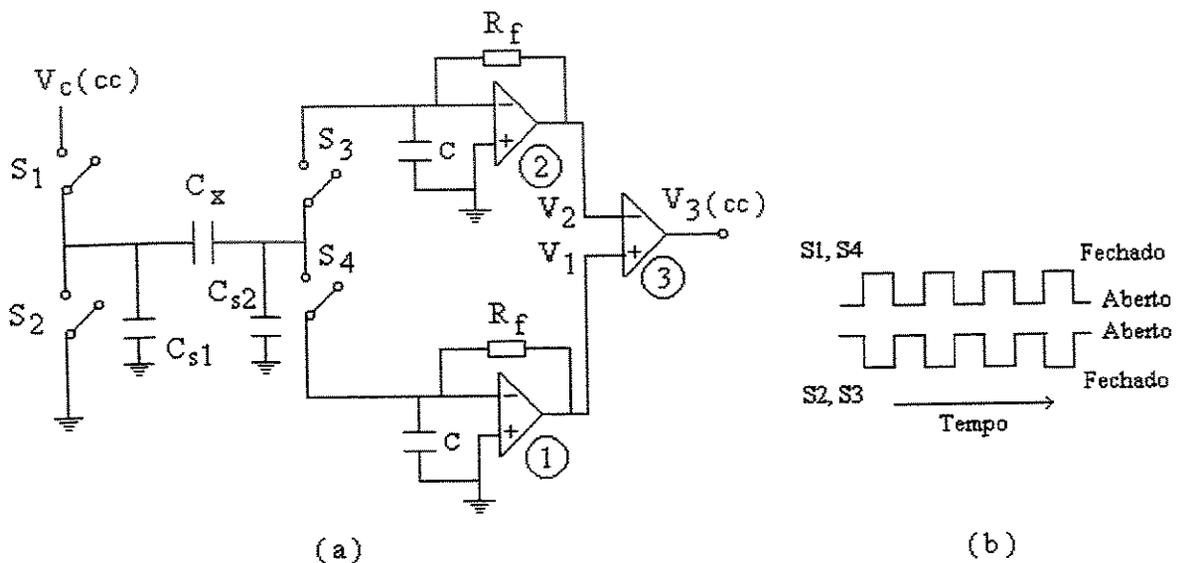


Figura 2.25 – Circuito de medida de capacitância pelo método de carga e descarga na forma diferencial (a); ciclo das chaves *CMOS* (b).

A minorização do problema de injeção de carga no circuito diferencial da Figura 2.25 deve-se ao fato de que a carga injetada na parte do circuito na fase de carga é anulada pela injeção de carga na outra parte do circuito na fase de descarga. Nessa configuração diferencial não se consegue a eliminação total do problema de injeção de carga. O resíduo da minimização da injeção de carga ainda permanece equivalente a um valor de capacitância de 0,2 pF. Esse valor de capacitância ainda é maior do que as variações de capacitância entre eletrodos. O ciclo de operação desse tipo de circuito consiste também de duas fases (carga e descarga) e a carga transferida para o amplificador operacional 1 é dada pela Equação 2.17.

$$Q_1 = V_c \cdot C_x \quad (2.17)$$

$Q_1$  = carga transferida para o amp. operacional 1

$V_c$  = voltagem da fonte de tensão

$C_x$  = capacitância desconhecida

A frequência de carga fluindo para o amplificador operacional 1 (Figura 2.25) é representada pela Equação 2.18.

$$I_1 = f \cdot Q_1 = f \cdot V_c C_x \quad (2.18)$$

$I_1$  = corrente de carga para o amp. operacional 1

$f$  = frequência de carregamento

O amplificador operacional 1 converte a corrente em voltagem e considerando o *offset* desse amplificador operacional, a sua tensão de saída é dada pela Equação 2.19.

$$V_1 = -R_f (I_1) = -R_f (f V_c C_x) + e_1 \quad (2.19)$$

$V_1$  = tensão na saída do amp. operacional 1

$R_f$  = resistência de realimentação do amp. operacional 1

$e_1$  = *offset* de saída do amp. operacional 1

Durante a fase de descarga, as chaves *CMOS*  $S_2$  e  $S_3$  são fechadas e as chaves *CMOS*  $S_1$  e  $S_4$  são abertas e a carga que se encontrava armazenada no capacitor desconhecido é descarregada no circuito do amplificador operacional 2 e similarmente, esse circuito converte essa corrente em tensão conforme a Equação 2.20.

$$V_2 = f V_c C_x + e_2 \quad (2.20)$$

$e_2$  = *offset* de saída do amp. operacional 2

O amplificador diferencial 3 com ganho  $k$  é usado para somar os valores dos dois sinais de tensão ( $V_1$  e  $V_2$ ) provindos dos dois amplificadores operacionais (1 e 2) (Figura 2.25),

produzindo como sinal de saída uma corrente contínua igual à soma das duas tensões multiplicada pelo ganho do amplificador operacional e onde os *offsets* dos amplificadores operacionais se anulam (Equação 2.21).

$$V_3 = k(V_2 - V_1) = 2 \cdot k \cdot f \cdot V_c \cdot C_x \cdot R_f + k \cdot (e_2 - e_1) \quad (2.21)$$

A partir da Equação 2.21, vê-se que a sensibilidade do circuito é proporcional à frequência de carga e descarga. Assim, quanto maior a frequência, melhor a sensibilidade do circuito, mas essa frequência fica limitada pelas chaves *CMOS* a uma frequência de 2.5 MHz.

Ainda pertencente ao mesmo método de carga/descarga, um outro tipo de circuito para medida de capacitância que pode ser citado é a ponte de capacitância com diodos (Figura 2.26). Na ponte com diodos uma corrente  $I_r$  que carrega um capacitor  $C_r$  é comparada com a corrente  $I_x$  que é a descarga do capacitor  $C_x$  e a carga (corrente) diferencial é armazenada em um capacitor  $C$ . A componente contínua da voltagem ' $V_0$ ' através do capacitor  $C$  é proporcional a  $C_x - C_r$ . A componente contínua é medida através de um amplificador de voltagem. Neste tipo de circuito, os diodos funcionam como chaves e sua desvantagem é a não imunidade à capacitância parasita.

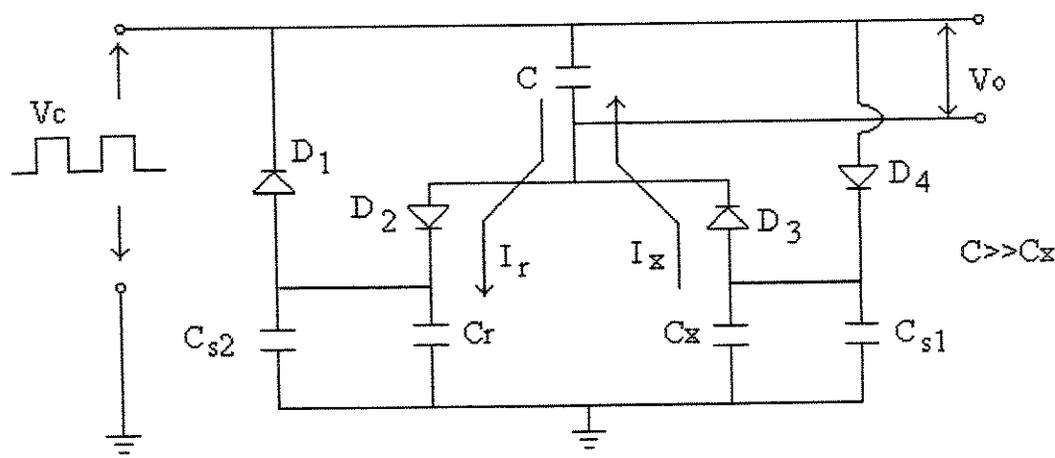


Figura 2.26 – Circuito eletrônico para medida de capacitância através do método de carga/descarga usando o princípio de ponte de capacitância com diodos.

#### d) Método da ponte de corrente alternada

Esse método foi se aperfeiçoando desde 1920 a partir de circuitos como a ponte de Schering até chegar a automáticos *ratio-arm bridge*. Heerens (1986) afirma que esse método ainda é o que proporciona os mais precisos e estáveis circuitos de medida de capacitância. Hague et alli (1971) descreveram detalhadamente os princípios básicos desse método.

Um circuito representativo desse método é visto na Figura 2.27a onde os quatro braços da ponte são formados por uma impedância desconhecida  $Z_x$ , a impedância de referência  $Z_r$ , e duas fontes de voltagens senoidais com fases invertidas. Os dois sinais senoidais podem ser obtidos usando-se uma simples fonte de excitação, como um transformador com três saídas e com uma tomada central, onde as duas saídas do transformador formam dois braços da ponte. Este tipo de circuito é por isso chamado de *transformer-ratio-arm bridge* (Figura 2.27b).

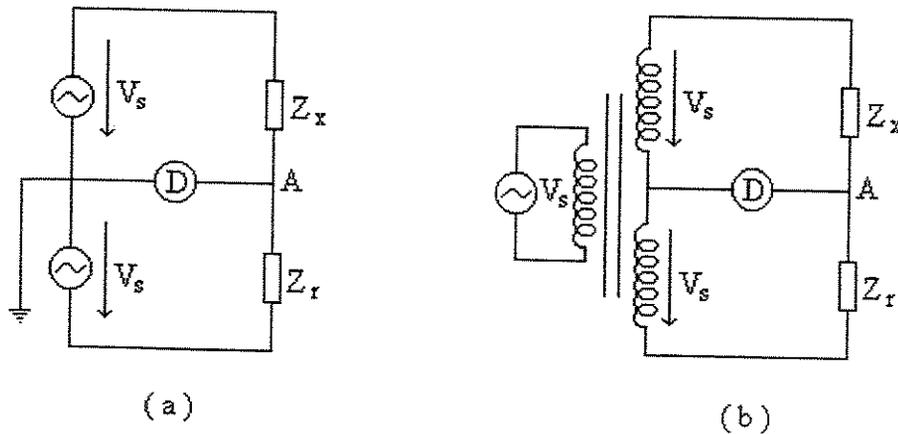


Figura 2.27a e 2.27b – Circuito eletrônico de medida de capacitância pelo método de ponte de corrente alternada. Circuito básico (a) e *transformer ratio-arm bridge* (b).

Para frequências de excitação maiores do que 30 kHz, o desempenho do transformador fica comprometido e deve ser substituído por dois amplificadores com grande largura de banda e baixa impedância de saída (Figura 2.28a). Este arranjo fica então denominado de *electronic ratio-arm-bridge*. Quando a ponte se encontra balanceada, a impedância  $Z_x$  se iguala a impedância  $Z_r$  e, em caso contrário, ou seja, desbalanceada, a voltagem ou corrente (referente ao desbalanceamento) no ponto 'A' da Figura 2.28a é medida pelo detector 'D'. Para um detector de

voltagem com impedância infinita de entrada (Figura 2.28b), a voltagem detectada é expressa através da Equação 2.22.

$$V_o = V_s \frac{j\omega(C_x - C_r) + G_x}{j\omega(C_x + C_r + C_s) + G_x} \quad (2.22)$$

$\omega$  = frequência de excitação da ponte ( rad/seg)

$C_x$  = capacitância desconhecida

$C_r$  = capacitância de referência

$G_x$  = condutância

$C_s = C_{s1} + C_{p1}$  = capacitâncias parasitas em paralelo com  $C_x$

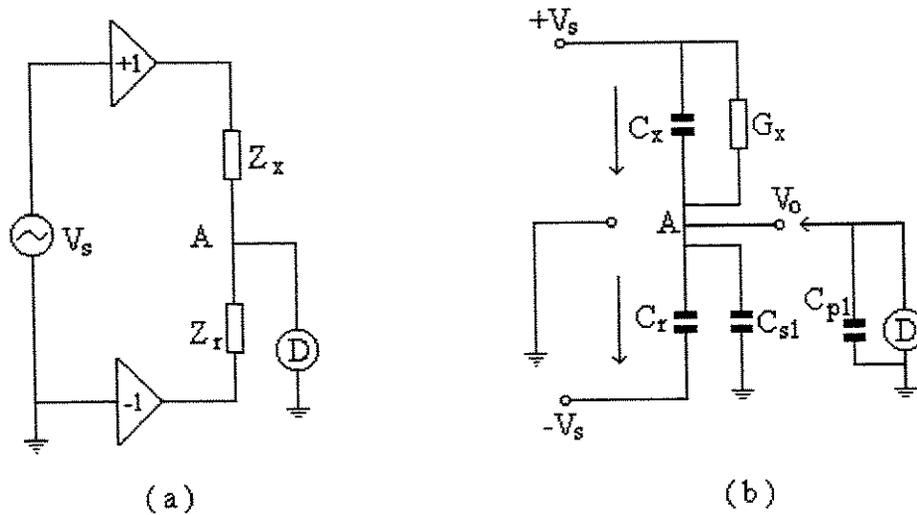


Figura 2.28a e 2.28b – Circuitos eletrônicos para medida de capacitância através do método de ponte de corrente alternada. Ponte eletrônica (a) e detecção de voltagem (b).

A amplitude e a fase da voltagem complexa  $V_0$  são expressas através das Equações 2.23 e 2.24 respectivamente.

$$V_0 = V_s \left( \frac{\omega^2 (C_x - C_r)^2 + G_x^2}{\omega^2 (C_x + C_r + C_s)^2 + G_x^2} \right)^{1/2} \quad (2.23)$$

$$\theta = \tan^{-1} [\omega(C_x - C_r)/G_x] - \tan^{-1} [\omega(C_x + C_s + C_r)/G_x] \quad (2.24)$$

$V_0$  = tensão de saída

$\theta$  = deslocamento da fase

Esse circuito, da maneira como se encontra, apresenta algumas desvantagens, como a não imunidade a capacitâncias parasitas, o que pode ser visto na Equação 2.23, onde a capacitância parasita influi no valor do sinal de saída  $V_0$ , na estabilidade do circuito (variação da linha base) e na sensibilidade da medida. Uma outra desvantagem é a não linearidade vista na Equação 2.23 entre a capacitância desconhecida  $C_x$  e a voltagem de saída. Finalmente, outra desvantagem que pode ser apontada é a influência da condutância  $G_x$  do capacitor na amplitude e na fase  $V_0$  (Figura 2.28b).

Meade (1982) conseguiu superar essas desvantagens empregando o método de detecção de corrente onde a impedância de entrada é desprezível. Nesse método, a capacitância parasita  $C_{s1}$  vista na Figura 2.29a é desviada para o terra por uma impedância relativamente muito menor, o que torna seu efeito sobre o medidor de corrente desprezível. Esse medidor de corrente utiliza um amplificador operacional com sua impedância de realimentação consistindo de um capacitor em paralelo com um resistor de grande resistência que fornece uma corrente contínua de realimentação (Figura 2.29b).

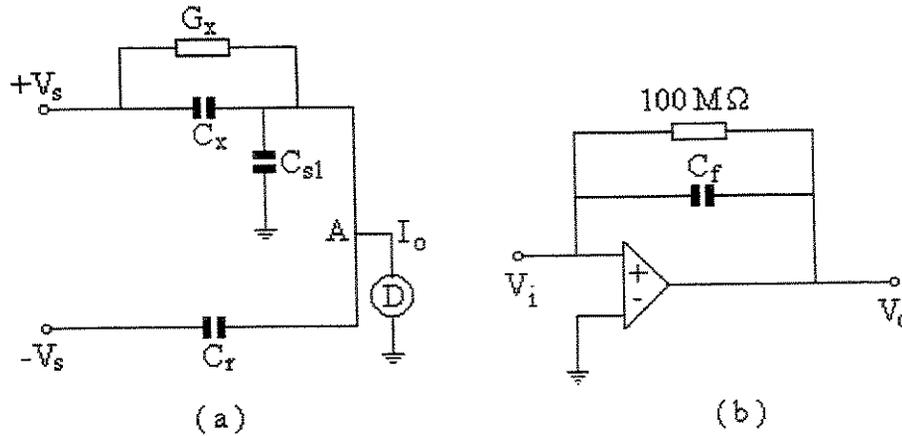


Figura 2.29a e 2.29b – Circuito eletrônico para medida de capacitância pelo método de ponte de corrente alternada usando o princípio de detecção de corrente (a) e detector de corrente (b).

O corrente oriunda do desbalanceamento da ponte escoo para o detector de corrente é calculada através da Equação 2.25.

$$I = V_s [G_x + j\omega(C_x - C_r)] \quad (2.25)$$

Uma das dificuldades encontradas nos circuitos elétricos baseados no método da ponte de corrente alternada para aplicação em tomografia é a baixa frequência de operação, dificultando as aquisições de medidas por longos tempos. É comum se usar no método de ponte de corrente alternada circuitos elétricos com apenas um amplificador operacional e uma resistência de realimentação para medir admitância da corrente alternada de uma capacitância desconhecida. Esses tipos de circuitos são muito aplicados em tomografia devido à sua baixa deriva e a uma alta taxa de sinal/ ruído, mas tem a desvantagem de operar em baixas frequências, geralmente de 1 a 10 kHz. Uma alta frequência de excitação é extremamente útil para a estabilidade do circuito, para a obtenção de uma taxa de aquisição de dados, como também para reduzir o efeito de qualquer componente condutivo em paralelo com a medida de capacitância. A Figura 2.30 mostra a presença de elemento condutivo ( $G_x$ ) em paralelo com a capacitância ( $C_x$ ).

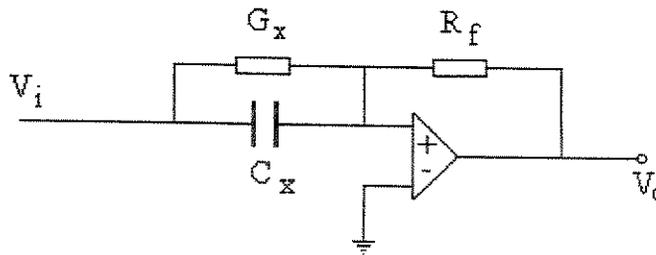


Figura 2.30 – Transdutor de capacitância baseado em ponte de corrente alternada

No circuito da Figura 2.30, a relação entre a tensão de entrada, a tensão de saída e a capacitância desconhecida é dada pela Equação 2.26.

$$V_o = -(j \omega C_x R_f + G_x R_f) V_i \quad (2.26)$$

$$j = \sqrt{-1}$$

$\omega$  = frequência angular de excitação

$C_x$  = capacitância desconhecida

$G_x$  = condutância

$R_f$  = resistência de realimentação

$V_o$  = voltagem se saída

$V_i$  = voltagem de entrada

Pode-se comprovar através da Equação 2.26 que operar com altas frequência traz uma série de vantagens, pois o sinal de saída é diretamente proporcional à frequência angular de excitação. Nessa mesma equação vê-se que a sensibilidade do circuito à capacitância é proporcional à frequência angular de excitação e a sensibilidade à condução é constante. Assim, quanto maior a frequência de operação, maior sensibilidade à capacitância e menor a influência da condutância no sinal medido. As altas frequências encontram obstáculos na sua utilização devido a problemas como: o sinal do gerador; amplificadores de sinal de corrente alternada; demodulador; além de problemas no transporte (envio e recepção) dos sinais.

Na tentativa de superar essas obstáculos, Yang et alli (1994) desenvolveram um circuito eletrônico baseado no método de ponte de corrente alternada para utilização em tomografia elétrica por capacitância operando numa frequência de 500 kHz. Isso foi possível devido à

introdução de novas técnicas, como a utilização de um gerador de sinais digitais de alta frequência; amplificadores de corrente alternada otimizados e um demodulador sensível de fase utilizando chaves *CMOS*. Com a introdução dessas técnicas foi possível conseguir um circuito com boa estabilidade e com uma resolução 0,035fF. O diagrama em bloco desse circuito é visto na Figura 2.31. Nesta pode-se ver um gerador de sinais que fornece uma onda senoidal de excitação com uma voltagem de 20 volts<sub>p-p</sub> ( volts de pico a pico) e duas ondas quadradas complementares de referência em sinal TTL. A onda senoidal é aplicada à capacitância desconhecida produzindo uma corrente alternada. Um detector imune à capacitância parasita converte essa corrente alternada em sinal alternado de voltagem que em seguida é amplificado por um amplificador de corrente alternada. Esse sinal amplificado passa através de um transformador isolador para um demodulador sensível de fase (DSF) ativado pelas duas ondas quadradas de referência. O sinal demodulador consiste de uma componente contínua (CC) e uma componente alternada (CA) mais as harmônicas. O filtro passa baixa rejeita as componentes alternadas, resultando apenas na componente contínua da voltagem, que representa a capacitância desconhecida.

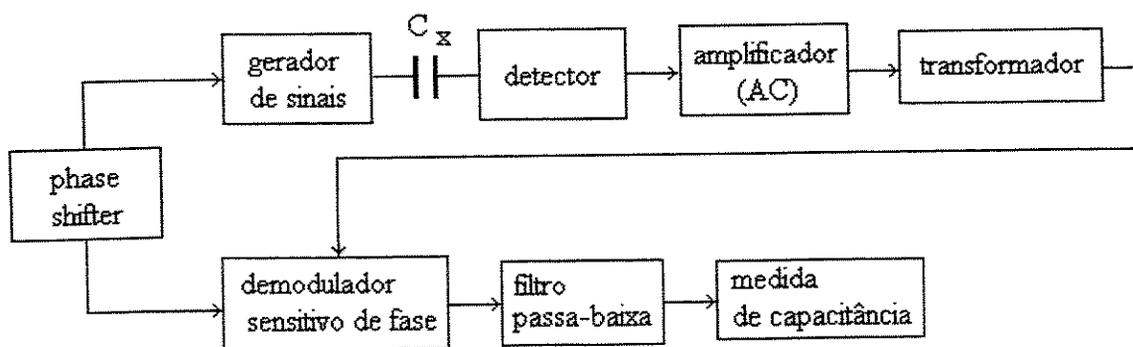


Figura 2.31 – Diagrama esquemático de um circuito de medida de capacitância baseado em ponte de corrente alternada.

Um diagrama eletrônico representativo do circuito detector seguido pelo circuito amplificador de corrente do circuito medidor de capacitância é visto na Figura 2.32.

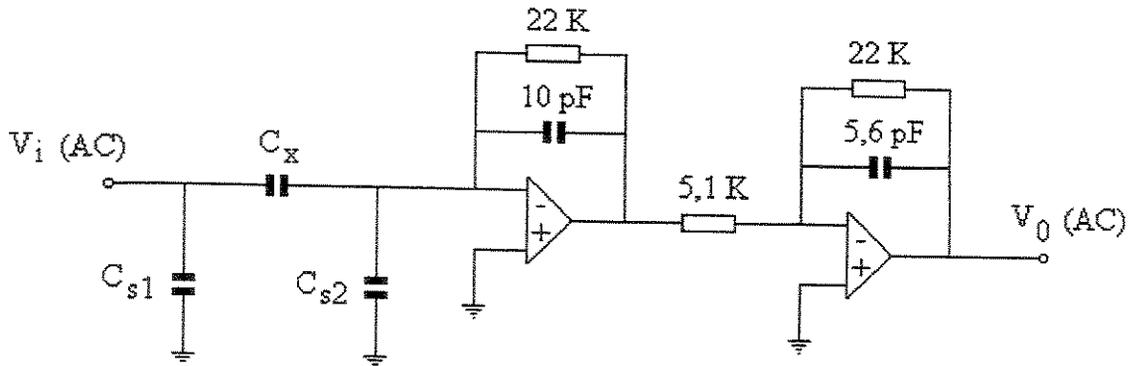


Figura 2.32 – Circuito detector e amplificador de corrente alternada.

Na Figura 2.32, o amplificador operacional com a capacitância e a resistência de realimentação converte a corrente em sinal de voltagem. A resistência de realimentação é necessária para impedir variação no sinal de saída do amplificador operacional que poderia saturar o mesmo. A relação entre o sinal de entrada, o sinal de saída e a capacitância que se quer medir é dada pela Equação 2.27.

$$V_0 = \frac{j \omega C_x R_f}{j \omega C_x R_f + 1} V_i \quad (2.27)$$

$\omega$  = frequência angular da onda senoidal de excitação

$V_i$  = amplitude da onda senoidal de excitação

$V_0$  = sinal contínuo de saída

Nesse tipo de configuração, o circuito se torna imune à capacitância parasita, pois a capacitância parasita  $C_{s1}$  está submetida alternadamente à fonte de voltagem de onda senoidal e ao potencial terra, desse modo não afetando as medidas de capacitância. Quanto à capacitância parasita  $C_{s2}$ , esta se encontra mantida no potencial de terra virtual do amplificador operacional, não existindo nenhuma diferença de potencial através da mesma, portanto, não afetando os valores das medidas, conforme Yang et alli (1994). Se o valor da resistência de realimentação  $R_f$  é da ordem de  $1M\Omega$ , a capacitância de realimentação ( $C_f$ ) da ordem de  $100pF$  e uma frequência da ordem de  $500KHz$  então tem-se  $|j \omega C_f R_f| \gg 1$ . A partir desses valores, a Equação 2.27 se transforma na Equação 2.28, na qual se observa que esse circuito produz um sinal de corrente

alternada proporcional à capacitância medida. Devemos também notar que uma alta frequência de excitação é desejada, mas as altas frequências são limitadas pela largura de banda do amplificador operacional.

$$V_0 = -\frac{C_x}{C_f} V_i \quad (2.28)$$

Quando se introduz blindagens para proteger os circuitos de ruídos, surgem as capacitâncias parasitas entre os eletrodos de medida e a blindagem e as técnicas de compensação ou eliminação dessas capacitâncias parasitas requerem métodos que são complicados. A utilização de capacitâncias negativas para zerar as capacitâncias parasitas implica em ajustes manuais e não compensam a variação provocada pelas capacitâncias parasitas.

Para superar as dificuldades acima apresentadas, Marioli (1993) apresenta um circuito baseado na técnica de auto balanceamento através de alimentação negativa que zera o valor estático e as baixas flutuações, tanto do transdutor como das capacitâncias parasitas. O circuito opera em alta frequência e tem condições de medir capacitância com um amplo intervalo e com uma boa resolução, e as capacitâncias parasitas são compensadas automaticamente. O instrumento permite medida em tempo real, podendo ser usado em controle de processo e podendo ser aplicado para os casos em que os eletrodos se encontram flutuantes ou o detector se encontra aterrado. O diagrama em blocos do circuito transdutor é visto na Figura 2.33.

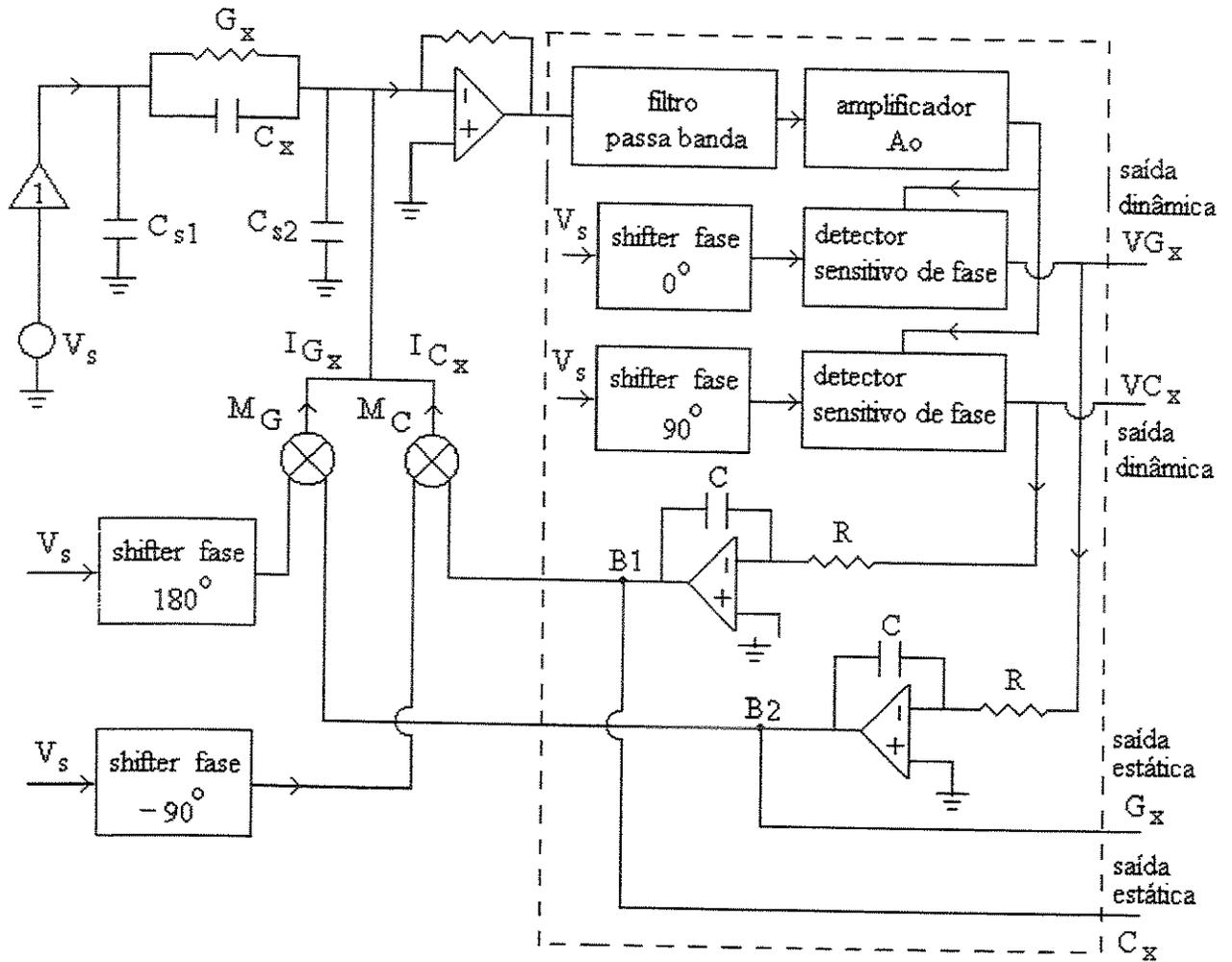


Figura 2.33 – Esquema funcional em blocos do circuito de medida.

As técnicas para medir variações de capacitância quando os eletrodos de medida são flutuantes baseiam-se principalmente em métodos de ponte de corrente alternada. Nesse método, pode-se escolher circuitos precisos, mas dentre esses as compensações de variação das capacitâncias parasitas devido à perda em condutância provocadas por variações de temperatura e umidade são difíceis de se eliminar.

A corrente, devido aos valores médios do transdutor de capacitância, é zerada pelas correntes  $I_{C_x}$  e  $I_{G_x}$ , controladas por meio de circuitos fechados de realimentação.

Na Figura 2.33,  $C_x$  e  $G_x$  representam a capacitância e a perda por condutância do transdutor e são alimentadas por um *buffer* alimentado por um sinal de voltagem  $V_s$ . Dois multiplicadores,  $M_c$  e  $M_g$ , promovem duas correntes defasadas em  $180^\circ$  com respeito às correntes que fluem de  $C_x$  e de  $G_x$ , respectivamente. As diferenças de corrente seguem para o terra virtual do amplificador operacional 'A', o qual converte em sinal de voltagem. As amplitudes das correntes subtraídas são controladas por meio dos sinais de saída dos integradores 'B<sub>1</sub>' e 'B<sub>2</sub>'. A saída do conversor de corrente em voltagem alimenta um filtro passa banda e um detector sensível de fase 'A<sub>0</sub>'. Esse detector tem a função de fornecer sinais proporcionais às variações  $C_x$  e a  $G_x$ .

Uma alta frequência (10MHz) e uma alta amplitude do sinal de voltagem foram escolhidas para melhorar a sensibilidade e a razão sinal ruído. A sensibilidade de um circuito como este é de 1fF e a largura de banda pode atingir até 3 décadas. A saída dinâmica deste transdutor não é afetada pelo *offset* e pelo *drift* do transdutor devido a variações das condições ambientais e da eletrônica do circuito.

Nizamani (1993) apresenta um outro método para medida de valores extremamente baixos de capacitância usando dois osciladores que operam na mesma frequência. Esse tipo de circuito consegue superar algumas das dificuldades apresentadas acima, não requer o uso de *clock* externo, usa componentes passivos e não requer sofisticação na construção do circuito. Neste tipo de circuito são construídos dois osciladores para trabalharem em uma mesma frequência conhecida. Quando se introduz um capacitor desconhecido em um dos circuitos osciladores a frequência deste oscilador varia enquanto a frequência do outro oscilador permanece constante. Usando-se este último como referência, pode-se estabelecer uma relação linear com a capacitância desconhecida.

O circuito básico de oscilação é visto na Figura 2.34, onde usou-se um cristal oscilador controlado por voltagem *556VCO* (voltage controlled oscillator) que torna possível obter uma grande variedade de formas de ondas.

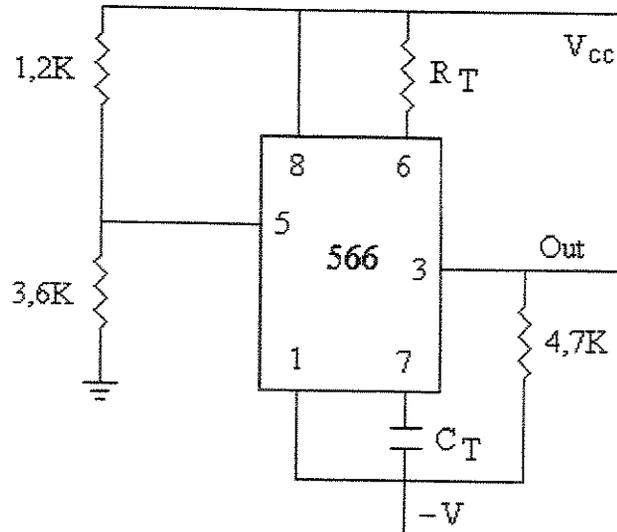


Figura 2.34 – Circuito básico do oscilador usando-se um cristal oscilador controlado por voltagem (OCV).

A forma usual de uma equação que descreve a saída de um oscilador é  $F_r = K/C_r$ , aonde  $F_r$  é a frequência de oscilação,  $K$  uma constante e  $C_r$  é a capacitância do oscilador. O período é dado por  $T = C/K$ . Quando dois osciladores são usados, o número de pulsos gerados pelo primeiro oscilador durante o período  $T$  é dado por  $N_1 = T \cdot F_r = C/C_r$ . Quando uma capacitância é inserida em paralelo com a capacitância  $C$  o período  $T$  aumenta devido a um aumento da capacitância e o número de pulsos agora será  $N_2 = (C + C_x)/C_r$ . E a variação do número de pulsos produzidos durante o período  $T$  será  $\Delta N = N_2 - N_1 = C_x/C_r = \Delta T F_r$ . A frequência  $F$  é dividida por um número inteiro com o objetivo de aumentar a resolução, assim  $\Delta N = M \Delta T F_r = M C_x / C_r$ , donde se obtém a capacitância desconhecida como  $C_x = \Delta N C_r / M$ . Na Figura 2.35, pode-se ver um circuito construído por Nizamani (1993) para validar o princípio de medida. Este circuito é composto pelos dois osciladores associados a um medidor com um intervalo de 99pF, resolução de 100 fF e no pior caso possui uma acuracidade melhor do que 2% e com este tipo de circuito, Nizamani (1993) conseguiu resolução da ordem de atto Farad.

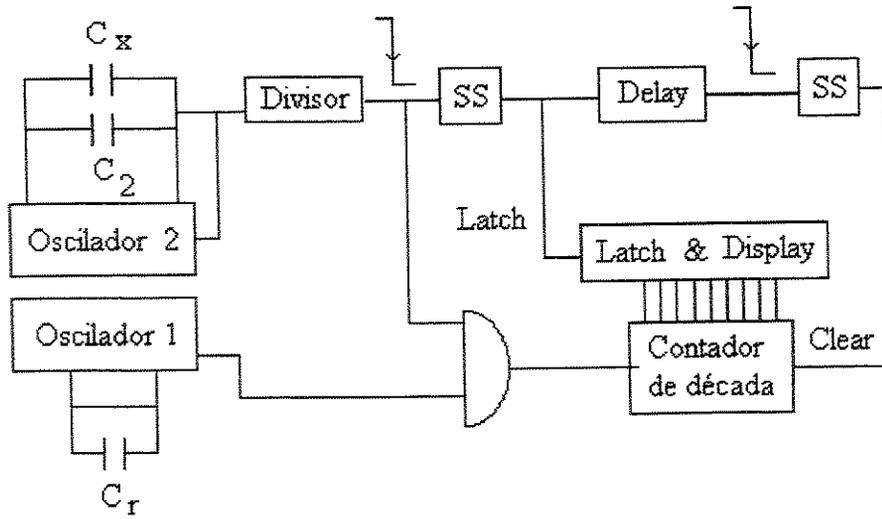


Figura 2.35 – Sistema completo de medida de capacitância usando osciladores duplos associado a um medidor.

## 2.11 – Considerações finais sobre os circuitos

A performance da eletrônica do sensor é de importância crucial para o sistema de imagem. Para alcançar alta sensibilidade nas medidas, os circuitos eletrônicos devem possuir uma alta relação sinal/ruído e os efeitos das capacitâncias parasitas sobre as medidas devem ser minimizados ou eliminados.

Portanto, para se medir capacitância acuradamente, devem os circuitos ser imunes a capacitâncias parasitas, com alta sensibilidade e estabilidade (baixa deriva). Os circuitos eletrônicos devem possuir baixa variação na sua linha base ou devem empregar métodos para reduzir essa variação, tal como auto balanceamento e a auto calibração. Os circuitos eletrônicos devem ser imunes a capacitâncias parasitas e se os efeitos das capacitâncias parasitas não forem eliminados, a alta sensibilidade e uma boa resolução dos sistemas de medidas serão difíceis de serem alcançadas.

Os dois principais tipos de circuitos eletrônicos usados em tomografia elétrica por capacitância são os baseados nos métodos de carga/descarga e os pertencentes ao método de ponte de corrente alternada. Os circuitos dos tipos de ponte de corrente alternada são superiores aos circuitos baseados no princípio de carga e descarga em termos de baixa variação na linha base e alta taxa de sinal/ruído. Os circuitos pertencentes aos métodos de carga/descarga têm a vantagem de poder operar em várias frequências que podem variar entre 100kHz até 5MHz. Para frequências de chaveamento de até 2MHz, os circuitos baseados no princípio de carga/descarga oferecem uma aquisição de dados mais rápida em comparação com aqueles baseados em ponte de corrente alternada. Devido também à sua simplicidade, os circuitos de carga/descarga permitem a introdução de canais de medidas em paralelo, aumentando a velocidade de aquisição sem grandes aumentos no custo e em complexidade. Já em circuitos baseados em pontes de corrente alternada, o uso de canais para aquisição em paralelo implicaria em um demodulador para cada canal, aumentando a complexidade do circuito e produzindo um aumento substancial no custo.

Os circuitos baseados em ponte de corrente alternada são muito precisos, mas têm a desvantagem de operarem em uma frequência de excitação fixa, não sendo adequados para medida de capacitância onde se tem componentes condutores de corrente elétrica. Uma alta

freqüência de excitação é essencial para alcançar uma alta sensibilidade e uma rápida taxa de aquisição de dados como também para reduzir o efeito de qualquer componente condutivo em paralelo com o medidor de capacitância.

Entre os transdutores de capacitância existentes, o *transformer ratio-arm bridge* tem baixa variação na linha base e alto quociente de sinal/ruído, contudo, sua aplicação confiável na indústria está restrita à freqüência abaixo de 100 kHz. Em medições de escoamentos multifásicos contendo componentes eletricamente condutores, as altas freqüências são exigidas. A possibilidade de construção de circuitos baseados nesses princípios para operarem em freqüências maiores é possível, mas, em contrapartida, a complexidade e o custo do circuito aumentam muito.

Transdutores baseados em osciladores LC podem operar em alta freqüência de medida, mas geralmente não podem realizar medidas por muito tempo, pois perdem a estabilidade e, portanto, não são adequados quando se deseja realizar medidas por longo tempo, pois necessitam ser calibrados muitas vezes. Sempre que for possível realizar medidas de capacitância abaixo de 100kHz, atualmente o *transformer-ratio-arm-bridge* é o transdutor recomendado.

As características, vantagens e desvantagens dos circuito elétricos que utilizam os princípios de carga/descarga e de ponte de corrente alternada estão descritas na tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Características, vantagens e desvantagens dos circuitos eletrônicos para medida de capacitância baseados no métodos de carga e descarga e em ponte de corrente alternada.

<u>Características do circuito eletrônico</u>	
<u>Carga/Descarga</u>	<u>Baseado em sinal de corrente alternada</u>
<ol style="list-style-type: none"> <li>1) Imune a capacitâncias parasitas.</li> <li>2) resolução de até 0,3 fF.</li> <li>3) Mede impedância.</li> <li>4) Frequência de carga e descarga de até 2,5MHz.</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1) Imune a capacitâncias parasitas.</li> <li>2) Resolução de até 0,04 fF.</li> <li>3) Mede impedância ou com DSF* capacitância e/ou condutância.</li> <li>4) Frequência de excitação de até 1 MHz.</li> </ol>
* DSF = demodulador sensetivo de fase	
<u>Vantagens do circuito eletrônico</u>	
<u>Carga/Descarga</u>	<u>Baseado em sinal de corrente alternada</u>
<ol style="list-style-type: none"> <li>1) Simples e de baixo custo.</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1) Baixa deriva devido ao uso de amplificadores de corrente alternada em vez de amplificadores de corrente contínua.</li> <li>2) Alto valor da relação sinal/ruído.</li> </ol>
<u>Desvantagens do circuito eletrônico</u>	
<u>Carga/Descarga</u>	<u>Baseado em sinal de corrente alternada</u>
<ol style="list-style-type: none"> <li>1) Injeção de carga através de chaves CMOS causam problema.</li> <li>2) Os amplificadores que usam a corrente contínua sofrem de problemas de deriva.</li> <li>3) Afetado pela perda em condutância.</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1) Complicado e caro, especialmente quando se trabalha com altas frequências.</li> </ol>

## **Capítulo 3**

### **Simulação Numérica**

Este capítulo descreve o procedimento adotado na simulação numérica, processo que auxilia a interpretar e analisar os resultados obtidos através dos procedimentos numérico e experimental, facilitando uma comparação entre eles. A simulação ilustra as variações de comportamento de capacitâncias em função de alguns parâmetros físicos do sensor e das propriedades e quantidades dos componentes das combinações multifásicas.

A simulação numérica oferece-se como recurso imprescindível à reconstrução das imagens, no que se refere à obtenção dos mapas de sensibilidade à capacitância de cada um dos pares de eletrodos.

### 3.1 Sensor de capacitância

O sensor utilizado na simulação numérica é constituído por um tubo de acrílico tendo na sua parte exterior oito eletrodos igualmente espaçados e todo esse conjunto está envolvido por uma proteção denominada blindagem. Uma vista da seção transversal do sensor simulado é observada na Figura 3.1.

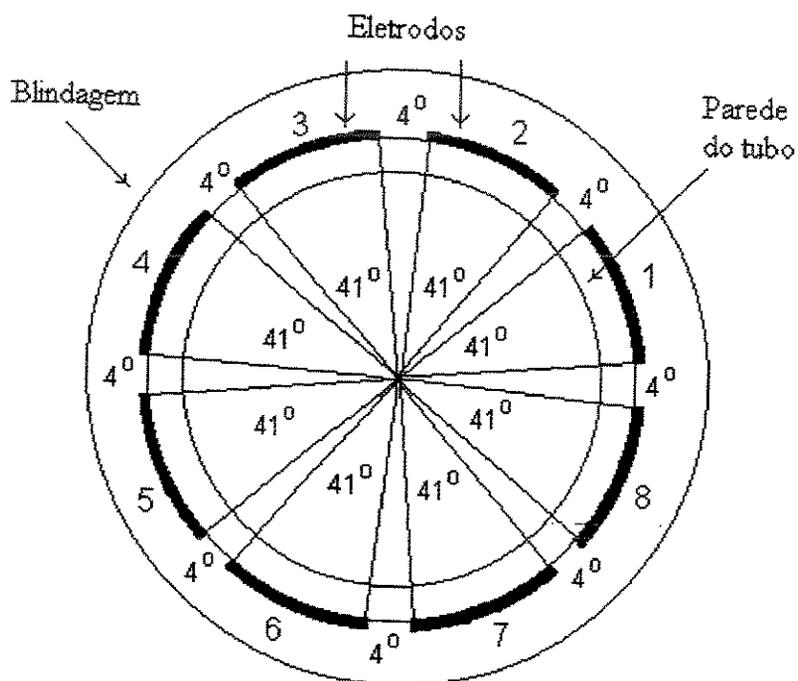


Figura 3.1 – Vista da seção transversal do sensor de capacitância.

### 3.2 – Capacitâncias entre eletrodos

Antes de descrevermos o procedimento de determinação das capacitâncias, definiremos o que vem a ser eletrodo *fonte*, *emissor ou ativo* e eletrodo *sensor ou receptor*. Eletrodo fonte é o eletrodo que recebe inicialmente o sinal vindo do transdutor e eletrodo sensor é o eletrodo no qual está sendo realizada a medida. Descreveremos também a maneira como representaremos e como se deve ler as combinações de pares de eletrodos. Onde se encontrar  $(i,j)$  ( $i = 1, 2...8$ ; e  $j = 1, 2...8$ ) deve-se entender como o par de eletrodos onde o eletrodo 'i' é o eletrodo fonte e o eletrodo 'j' é o eletrodo sensor.

Com um sensor de capacitância constituído por  $n$  eletrodos pode-se obter  $n(n-1)$  (arranjo de  $n$  dois a dois) medidas de capacitância para uma dada situação. Assim, com um sensor formado por oito eletrodos, pode-se obter 56 medidas de capacitância. Para a construção de uma imagem usando-se um sensor com  $n$  eletrodos é necessário ter-se apenas  $n(n-1)/2$  medidas independentes de capacitância entre os pares de eletrodos.

As 56 medidas de capacitância para uma dada situação são obtidas da seguinte maneira: elege-se um dos oito eletrodos como sendo o eletrodo fonte, os outros sete eletrodos sensores restantes serão combinados um a cada vez, com o eletrodo fonte formando sete pares. Para cada par de eletrodos tem-se uma medida de capacitância. Esse procedimento é continuado até que todos os eletrodos sejam uma vez o eletrodo fonte. Quando todos os eletrodos tiverem se tornado eletrodos fonte e combinados com os restantes, ter-se-á um conjunto de 56 medidas de capacitância. A Tabela 3.1 mostra as 56 combinações de pares de eletrodos para as medidas de capacitâncias para um sensor com 8 eletrodos e a Figura 3.2 mostra essas possíveis combinações.

Tabela 3.1 – Possíveis combinações de pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos.

Combinações de pares de eletrodos								
Eletrodo fonte	Eletrodo sensor							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	x	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)	(1,6)	(1,7)	(1,8)
2	(2,1)	x	(2,3)	(2,4)	(2,5)	(2,6)	(2,7)	(2,8)
3	(3,1)	(3,2)	x	(3,4)	(3,5)	(3,6)	(3,7)	(3,8)
4	(4,1)	(4,2)	(4,3)	x	(4,5)	(4,6)	(4,7)	(4,8)
5	(5,1)	(5,2)	(5,3)	(5,4)	x	(5,6)	(5,7)	(5,8)
6	(6,1)	(6,2)	(6,3)	(6,4)	(6,5)	X	(6,7)	(6,8)
7	(7,1)	(7,2)	(7,3)	(7,4)	(7,5)	(7,6)	x	(7,8)
8	(8,1)	(8,2)	(8,3)	(8,4)	(8,5)	(8,6)	(8,7)	x

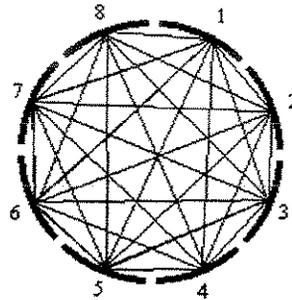


Figura 3.2 – Possíveis combinações de capacitância entre os pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos.

A partir da Tabela 3.1 e da Figura 3.2 pode-se observar que das 56 combinações possíveis de pares de eletrodos, apenas 28 combinações produzem valores independentes de capacitância já que  $C_{(i,j)} = C_{(j,i)}$ . As 28 combinações resultantes dessa simplificação classificam-se em quatro grupos em função da distância entre os eletrodos. O procedimento de classificação dos eletrodos por grupos é descrito logo abaixo.

- primeiro grupo: representado pelo par (1,2) é formado por pares de eletrodos adjacentes.
- segundo grupo: representado pelo par (1,3) é formado por pares de eletrodos com um eletrodo intermediário.
- terceiro grupo: representado pelo par (1,4) é formado por pares de eletrodos com dois eletrodos intermediários.

- quarto grupo: representado pelo par (1,5) é formado por pares de eletrodos com três eletrodos intermediários, ou por um par de eletrodos opostos.

Na Tabela 3.2 pode-se ver as combinações de pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos divididas por grupo e na Tabela 3.3. encontra-se o procedimento para redução das 56 medidas de capacitância entre pares de eletrodos para apenas as 28 necessárias à reconstrução das imagens.

Tabela 3.2 – Combinações de pares de eletrodos divididos por grupo para um sensor de capacitância com oito eletrodos.

Grupo de eletrodos	Pares de eletrodos
Grupo 1 – eletrodos adjacentes	(1,2), (2,3), (3,4), (4,5), (5,6), (6,7), (7,8) (8,1)
Grupo 2 – um eletrodo intermediário	(1,3), (2,4), (3,5), (4,6), (5,7), (6,8), (7,1), (8,2)
Grupo 3 – dois eletrodos intermediários	(1,4), (2,5), (3,6), (4,7), (5,8), (6,1), (7,2), (8,3)
Grupo 4 – três eletrodos intermediários	(1,5) (2,6), (3,7), (4,8)

Tabela 3.3 – 28 combinações de pares de eletrodos para um sensor com oito eletrodos.

28 combinações de pares de eletrodos							
Elet. fonte	Eletrodo sensor						
	2	3	4	5	6	7	8
1	(1,2)+(2,1)	(1,3)+(3,1)	(1,4)+(4,1)	(1,5)+(5,1)	(1,6)+(6,1)	(1,7)+(7,1)	(1,8)+(8,1)
2	•	(2,3)+(3,2)	(2,4)+(4,2)	(2,5)+(5,2)	(2,6)+(6,2)	(2,7)+(7,2)	(2,8)+(8,2)
3	•	•	(3,4)+(4,3)	(3,5)+(5,3)	(3,6)+(6,3)	(3,7)+(7,3)	(3,8)+(8,3)
4	•	•	•	(4,5)+(5,4)	(4,6)+(6,4)	(4,7)+(7,4)	(4,8)+(8,4)
5	•	•	•	•	(5,6)+(6,5)	(5,7)+(7,5)	(5,8)+(8,5)
6	•	•	•	•	•	(6,7)+(7,6)	(6,8)+(8,6)
7	•	•	•	•	•	•	(7,8)+(7,7)
8	•	•	•	•	•	•	•

Em casos em que a malha de elementos finitos é simétrica e as medidas são tomadas para um meio em que há simetria radial, como nos casos em que se simula o padrão de escoamento do

tipo anular concêntrico, as capacitâncias dos pares de eletrodos  $(i,j)$  e  $(j,i)$  são iguais, como também as capacitâncias dos pares de eletrodos de cada grupo (Tabela 3.2) são iguais. Neste caso, para um sensor com  $n$  eletrodos das  $n(n-1)/2$  (combinação de  $n$  dois a dois) medidas de capacitâncias necessárias para a obtenção de uma imagem, é necessário apenas tomar quatro medidas de capacitâncias. Essas medidas de capacitância são as formadas pelos pares de eletrodos  $(1,2)$ ,  $(1,3)$ ,  $(1,4)$  e  $(1,5)$  e são denominadas capacitâncias básicas ou típicas e são representativas de cada grupo. Os outros 24 valores de capacitância são obtidos por semelhança nos pares de cada grupo (Tabela 3.2).

Nos casos em que o padrão simulado não é simétrico radialmente em relação aos eletrodos (ex.: padrão estratificado) para um sensor com  $n$  eletrodos deve-se realmente efetuar as  $n(n-1)$  medidas de capacitância e fazer-se uma média entre as capacitâncias dos pares  $(i,j)$  e  $(j,i)$  por não serem iguais, resultando assim em  $n(n-1)/2$  independentes medidas de capacitância necessárias para a construção da imagem.

### 3.3 – Procedimento para reconstrução das imagens

Reconstruir imagens de padrões de escoamentos multifásicos usando-se tomografia elétrica por capacitância significa representar em um plano bidimensional ou tridimensional a distribuição de permissividade dos componentes constituintes. Ou seja: reconstruir a distribuição espacial das fases. A reconstrução de imagens em um processo de tomografia por capacitância envolve duas fases: a primeira, conhecida como problema direto, e a segunda, denominada de problema inverso.

#### 3.3.1 – Problema direto

Resolver o problema direto significa obter todos os valores possíveis de capacitância entre pares de eletrodos para uma dada distribuição do meio. Para um sensor com oito eletrodos é necessário obter os 28 valores independentes de capacitância.

A solução do problema direto reside em resolver a equação diferencial parcial, elíptica de segunda ordem representando o campo eletrostático bidimensional (Lei de Gauss). Essa equação é denominada Equação de Laplace (Equação 3.1a e 3.1b). No Anexo 1 encontra-se a justificativa para poder se usar as equações do campo eletrostático em tomografia elétrica por capacitância.

$$\nabla \cdot [\epsilon_0 \cdot \epsilon_r(x, y) \nabla \phi(x, y)] = 0 \quad (3.1a)$$

$$\nabla^2 \phi(x, y) + \frac{1}{\epsilon_r(x, y)} \cdot \text{grad} \phi(x, y) \cdot \text{grad} \epsilon_r(x, y) = 0 \quad (3.1b)$$

Onde  $\phi(x, y)$  é o potencial eletrostático bidimensional;  $\epsilon_r(x, y)$  é a distribuição da permissividade relativa bidimensional e  $\epsilon_0$  é a permissividade absoluta do vácuo ( $\epsilon_0 = 8,854$  pF/m). Obtido o potencial elétrico no interior do sensor, a capacitância pode ser determinada através da Equação 3.2.

$$C_{i,j} = \frac{\varepsilon_0}{(\phi_i - \phi_j)} \int_{(x,y) \in \Gamma_j} \varepsilon_r(x,y) \nabla \phi_i(x,y) d\Gamma_j \quad (3.2)$$

onde  $\phi_i(x,y)$  é a distribuição do potencial eletrostático quando o eletrodo  $i$  é o eletrodo emissor;  $\Gamma_j$  é a área do eletrodo receptor;  $\phi_i$  é o potencial elétrico no eletrodo emissor;  $\phi_j$  é o potencial elétrico no eletrodo receptor e  $C_{i,j}$  é a capacitância entre o par de eletrodos  $i$ - $j$ . No Anexo 2 encontram-se explicações mais detalhadas a respeito das Equações 3.1a, 3.1b e 3.2.

Para uma distribuição constante da permissividade relativa temos que  $\text{grad}(\varepsilon_r(x,y))=0$ , e a Equação 3.1 se reduz à Equação 3.3 e a Equação 3.2 se reduz à Equação 3.4. Esse caso pode ser comparado em tomografia aplicada a escoamento multifásico quando o tubo se encontra cheio de um só tipo de material.

$$\nabla^2 \phi(x,y) = 0 \quad (3.3)$$

$$C_{i,j} = \varepsilon_r(x,y) C_0 = C_0 \frac{\varepsilon_0}{(\phi_i - \phi_j)} \int_{(x,y) \in \Gamma_j} \nabla \phi_i(x,y) d\Gamma_j \quad (3.4)$$

Para se obter analiticamente os valores de capacitância entre pares de eletrodos, primeiro se faz necessário calcular a distribuição do campo elétrico e para se calcular a distribuição do campo elétrico é preciso resolver a Equação de Laplace (Equação 3.1a), sendo que para resolver a Equação de Laplace é preciso um prévio conhecimento da distribuição de permissividade relativa dos componentes, o que é bastante difícil. Como também é impossível obter-se uma expressão que relacione explicitamente a capacitância com a fração e com a posição dos componentes no interior do sensor devido a uma distribuição irregular de permissividade, a Equação 3.1a não tem solução analítica. Pode-se observar também na Equação 3.1a que não existe uma relação linear entre distribuição de potencial e a distribuição espacial de permissividade relativa. Conclui-se também que é impossível calcular o campo elétrico sem um prévio conhecimento da distribuição da permissividade relativa. Em geral, mesmo para uma distribuição de interface conhecida, é difícil resolver analiticamente a Equação (3.1a) para se obter os valores das capacitâncias entre os pares de eletrodos. Devido a essas impossibilidades, utiliza-se o método dos elementos finitos

para se determinar os valores das capacitâncias. Geraets et alli (1998) obtiveram uma solução analítica para o caso particular de um sensor de capacitância com apenas 4 eletrodos do tipo tiras diametralmente opostos dois a dois colocados na parte externa do tubo sensor, como aqueles representados na Figura 3.1. Belo (1995) apresenta uma generalização da equação de Geraets et alli (1998), propondo sua aplicação para o cálculo de valores de capacitância para casos onde os eletrodos fonte e sensor podem formar ângulos quaisquer. A equação proposta por Geraets et alli (1998) assim como a solução apresentada por Belo (1995) encontram-se no Anexo 3. Essas equações serão usadas para estabelecer comparações entre valores analíticos e numéricos de capacitância.

Antes de apresentar uma solução para o problema inverso será definido o que vem a ser *sensibilidade à capacitância de um pixel e mapas de sensibilidades*.

### 3.3.2 – Sensibilidade à capacitância

Para definirmos sensibilidade à capacitância de um pixel em um sistema de tomografia elétrica por capacitância discretizaremos toda a área do sensor de capacitância em pequenos elementos finitos também denominados de pixel, como visto na Figura 3.3.

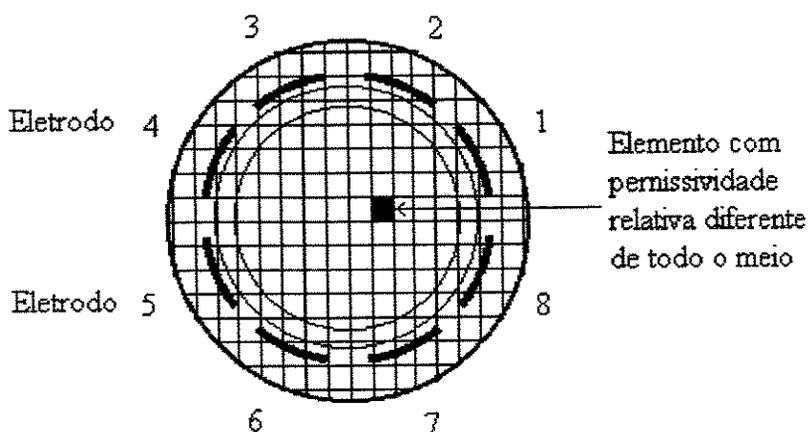


Figura 3.3 – Área da seção transversal de um sensor de capacitância com oito eletrodos dividida em elementos finitos (pixels).

A sensibilidade de capacitância de um pixel é uma maneira de quantificar a influência que esse pixel (elemento finito) situado na região interna de um sensor de capacitância tem sobre cada uma das  $N$  medidas independentes de capacitância (Figura 3.3). Essa quantificação é obtida quando a pequena área se encontra cheia de um material de alta permissividade relativa e todo o restante da região interna do sensor se encontra vazio ou com outro material de mais baixa permissividade.

Um sistema de tomografia por capacitância que utilize um sensor com  $n$  eletrodos possui  $n(n-1)/2$  mapas de sensibilidade, sendo assim, cada mapa de sensibilidade refere-se a um par de eletrodos. A sensibilidade à capacitância de um dos pixels para cada um dos  $N$  pares de eletrodos podem ser obtidos através de métodos numéricos ou de métodos experimentais. Numericamente, a sensibilidade de um pixel para um determinado par de eletrodos é obtida do seguinte modo:

1. discretiza-se toda a região do sensor em elementos finitos, também denominados de pixel (Figura 3.3).
2. admite-se inicialmente que todos os pixels da região interior do tubo sensor possuem a permissividade relativa mais baixa entre os componentes.
3. em seguida, escolhe-se apenas um pixel e varia-se a permissividade relativa deste pixel fazendo com que ele assuma um valor de permissividade relativa igual a do componente de maior permissividade da mistura, enquanto o restante dos pixels permanecem com a permissividade relativa mais baixa.
4. calcula-se os  $N$  valores de capacitância para esse pixel nestas condições e em seguida esse pixel volta a ter a permissividade relativa mais baixa para se escolher um novo pixel, elevar a sua permissividade relativa e calcular os  $N$  valores de capacitância.
5. quando forem obtidas as  $N$  medidas de capacitância para todos os pixels da região interna do sensor estará terminado o processo

Os mapas de sensibilidade mostram como se distribui os valores de capacitância de todos os pixels da região interna do sensor para cada um dos  $N$  pares de eletrodos. Esses mapas são construídos plotando-se os valores das capacitâncias normalizadas de cada um dos pixels em um

sistema de eixos tridimensional onde o eixo Z representa esse valor. Os mapas de sensibilidade de capacitância sempre se referem a dois componentes de uma mistura bifásica, como por exemplo: ar-água, ar-óleo, óleo-nylon.

Em posse de todas as medidas de capacitância de todos os elementos finitos da região interna para cada um dos  $N$  pares de eletrodos, para se obter os mapas de sensibilidade o passo seguinte será normalizar esses valores de capacitância através da função de sensibilidade expressa pela Equação 3.5.

$$S_{i,j}(p) = \mu(p) \cdot \frac{C_{i,j}(p) - C_{i,j}^l}{C_{i,j}^h - C_{i,j}^l} = \mu(p) \cdot CN(p) \quad (3.5)$$

$S_{i,j}(p)$  = sensibilidade de capacitância do elemento finito  $p$  para o par de eletrodos  $(i,j)$

$\mu(p)$  = fator de ponderação (área do pixel / área média dos pixels)

$C_{i,j}(p)$  = capacitância do elemento finito  $p$  para o par de eletrodos  $(i,j)$

$C_{i,j}^l$  = capacitância do par de eletrodos  $(i,j)$  para o componente de menor permissividade relativa

$C_{i,j}^h$  = capacitância do par de eletrodos  $(i,j)$  para o componente de maior permissividade relativa

$Cn(p)$  = capacitância normalizada do pixel  $p$  para o par de eletrodos  $(i,j)$

No caso do uso de malha de elemento finito simétrica se faz necessário apenas obter  $n/2$  mapas de sensibilidade para um sensor com  $n$  eletrodos, os outros valores podem ser obtidos por rotação.

Assim, um mapa de sensibilidade para um determinado par de eletrodos é um conjunto de valores numéricos que mostra a influência que cada elemento finito (pixel) da região interna do sensor tem sobre o valor da capacitância deste determinado par de eletrodos quando o valor da permissividade relativa de cada um dos pixels da região interna é alterado de um valor mínimo

para um valor máximo enquanto todos os outros pixels permanecem com o valor da mínima permissividade relativa. Os mapas de sensibilidade são imprescindíveis no cálculo do grau de cinza para a reconstrução da imagem.

### 3.3.3 – Problema inverso

Em um processo de tomografia elétrica por capacitância, resolver o problema inverso significa obter uma relação entre a capacitância e a distribuição permissividade de permissividade do meio. Ou seja, significa determinar a distribuição espacial das permissividades relativas ( $\epsilon_r(x,y)$ ) dos componentes da mistura a partir das  $N$  medidas de capacitância ( $C_{ij}$ ), o inverso da Equação 3.2. O campo ( $E(x,y)$ ) é implicitamente dependente da distribuição de permissividade ( $\epsilon_r(x,y)$ ), como se pode observar através da Equação 3.1a. Mas devido à irregularidade na distribuição do fluxo, não há uma solução analítica para a Equação 3.2 e deste modo procura-se soluções numéricas através de elementos finitos.

A solução encontrada para a obtenção das imagens da distribuição dos valores das permissividades relativas dos componentes sem a utilização da Equação 3.2 foi o estabelecimento de uma relação entre os valores das capacitâncias obtidas numérica ou experimentalmente com os mapas de sensibilidade de cada par de eletrodos. Através dessa relação surge uma variável denominada de *grau de cinza* (GC) que expressa em termos numéricos um pseudo valor de permissividade relativa que cada pixel tem nas medidas de capacitância dos  $N$  pares de eletrodos para uma determinada distribuição multifásica. O Anexo 4 discorre sobre as considerações matemáticas sobre o grau de cinza.

Assim, com o conhecimento dos mapas de sensibilidades, o problema inverso em tomografia por capacitância pode ser formulado através da Equação 3.6. Onde o grau de cinza  $GC$  de um pixel  $p$  é um vetor com uma dimensão  $P$  (número de pixels no interior do sensor);  $C_N$  é um vetor de dimensão  $N$  (número de medidas de capacitância para um sensor com  $n$  eletrodos) representando as  $N$  medidas de capacitâncias normalizadas. A matriz de sensibilidade  $S$  é uma matriz de dimensões  $P \times N$ .

$$GC(p) = S_{i,j} \cdot CN_{i,j} \quad (3.6)$$

O grau de cinza  $GC(p)$  de um pixel é obtido multiplicando-se a matriz  $S_{i,j}(p)$  ( $p = 1, P$ ) pelo vetor ' $C_{i,j}$ ' das  $N$  medidas de capacitância:  $i = 1, n-1$  ;  $j = 2, n$ . Equação 3.7

$$\begin{bmatrix} GC(1) \\ GC(2) \\ \dots \\ GC(P) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{i,j}(1) & S_{i,j}(1) \dots S_{i,j}(1) \\ S_{i,j}(2) & S_{i,j}(2) \dots S_{i,j}(2) \\ \dots & \dots \\ S_{i,j}(P) & S_{i,j}(P) \dots S_{i,j}(P) \end{bmatrix} \cdot [C_{i,j} \ C_{i,j} \dots C_{i,j}]^T \quad (3.7)$$

O grau de cinza  $GC$  de cada um dos pixels é um valor numérico que correlaciona esses pixels com as permissividades relativas de cada um dos componentes imageados. A expressão que usaremos para cálculo do  $GC$  de cada pixel em nosso experimento é mais elaborada do que a Equação 3.7, pois possui no denominador um fator que pode compensar os efeitos da distribuição de sensibilidade não uniforme sobre o grau de cinza dos pixels (Equação 3.8).

$$GC(p) = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{C_{i,j}^m - C_{i,j}^l}{C_{i,j}^h - C_{i,j}^l} \cdot S_{i,j}(p)}{\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N S_{i,j}(p)} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N CN_{i,j} \cdot S_{i,j}(p)}{Fp(p)} \quad (3.8)$$

$CN_{i,j}$  = capacitância normalizada

$Fp(p)$  = fator de ponderação do pixel  $p$

$GC(p)$  = grau de cinza do pixel  $p$

$S_{i,j}(p)$  = sensibilidade de capacitância do pixel  $p$  par de eletrodos ( $i,j$ )

$CN_{i,j}$  é a capacitância normalizada do par de eletrodos (i,j) e é definida como na Equação 3.9. Essa equação assume que a capacitância normalizada é uma função linear das capacitâncias medidas para uma determinada composição da mistura.

$$CN_{i,j} = \frac{C_{i,j}^m - C_{i,j}^l}{C_{i,j}^h - C_{i,j}^l} \quad (3.9)$$

$C_{i,j}^m$  = capacitância medida ou calculada para uma dada distribuição dos componentes

$C_{i,j}^l$  = capacitância medida ou calculada para o tubo cheio do componente de menor permissividade relativa

$C_{i,j}^h$  = é a capacitância medida ou calculada para o tubo cheio do componente de maior permissividade relativa de água

i = eletrodo emissor

j = eletrodo receptor

Como a distribuição de sensibilidade não é uniforme usa-se um fator de ponderação  $Fp(p)$  para compensar os efeitos da má distribuição. Se todos os pixels estiverem completamente cheios de material de baixa permissividade  $CN_{ij} = 0$  e então  $GC(p) = 0$ . E se todos os pixels estiverem completamente cheios de material de alta permissividade  $CN_{ij} = 1$  e então  $GC(p) = 1$ .

A partir da Equação 3.9, pode-se observar que os valores das capacitâncias normalizadas ( $CN_{i,j}$ ) devem cair dentro do intervalo [0,1]. E, como consequência, o grau de cinza  $G(p)$  também deveria cair dentro do intervalo [0, 1], conforme Equação 3.8. Como o sistema de tomografia por capacitância não é um sistema linear (ver: *soft-field* e *hard-field* no capítulo 2), na prática acontece algo diferente, como a ocorrência de valores de capacitância normalizada menores do que '0' denominados de *under-shooting* e valores de capacitância normalizada maiores do que '1' denominados de *over-shooting* e o mesmo acontece com os valores do grau de cinza. Esses valores de capacitância normalizada fora do intervalo [0,1] provocam o aparecimento de artefatos. Os artefatos são saliências ou depressões que aparecem no plano da

imagem. Em geral a magnitude do *over-shooting* é bem maior do que a do *under-shooting*. Esses artefatos contribuem negativamente para a resolução da imagem, dificultando a definição das interfaces.

As imagens reconstruídas pelo método de retro projeção linear são sempre dominadas por artefatos (depressões ou saliências) partindo de elementos de baixo grau de cinza. Para reduzir os artefatos inerentes à retro-projeção e melhorar a qualidade das imagens (melhorar o contraste entre os componentes), alguma operação deve ser realizada na equação do grau de cinza antes das imagens serem dispostas. Nada pode ser feito na equação da capacitância normalizada (Equação 3.9), pois a não linearidade entre os valores de capacitância normalizada e a capacitância medida é provocada principalmente pela descontinuidade na distribuição de permissividade relativa dos componentes no interior do tubo, sendo assim inerente aos sistemas de tomografia por capacitância.

O problema do *overshooting* no cálculo do grau de cinza pode ser eliminado através de uma operação de truncamento. Essa operação de truncamento sugere que a capacitância normalizada deve ser truncada para a unidade sempre que for maior do 1 (Equação 3.10).

$$CN_{ij} = \frac{C_{ij}^m - C_{ij}^l}{C_{ij}^h - C_{ij}^l} = 1 \quad \text{se} \quad CN_{ij} > 1 \quad (3.10)$$

O problema do *undershooting* (artefatos de baixo grau de cinza presentes na imagem) pode ser resolvido usando-se uma operação de *thresholding* que pode ser traduzida como operação de  corte ou filtragem. Tem-se observado que o nível de corte é dependente da distribuição e da fração de volume do fluxo (Xie et alli, 1992). Existem várias operações de nível de corte e todas elas se adequam muito à eliminação do *undershooting*. Muitas dessas operações foram obtidas através de experimentos numéricos. Citaremos algumas das mais usadas.

No caso da Equação 3.11, o nível de corte ( $\eta$ ) está sempre dentro do intervalo  $0 \leq \eta \leq 1$  e esse nível é obtido a partir dos valores de capacitância normalizada (Equação 3.11).

$$g_{\text{novo}} = \begin{cases} g(p) < \gamma \Rightarrow g_{\text{novo}}(p) = 0 \\ \text{de outro modo} \Rightarrow g_{\text{novo}}(p) = g(p) \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\gamma = (1 - \alpha) \cdot \xi$$

$$\alpha = \text{AVG}[|N_{ij}|; \{N_{ij} = 1 \text{ se } N_{ij} > 1\}]$$

$$\xi = \text{AVG}[g(p); \{\text{para } g(p) > 0\}]$$

AVG = operador que efetua as médias

No caso citado abaixo, no cálculo inicial do grau de cinza foram obtidos 256 níveis e esses níveis foram usados na seguinte operação de nível de corte (Equação 3.12).

$$g_{\text{novo}}(p) = \begin{cases} 0 \Rightarrow g(p) < \eta \\ 255 \cdot g(p) \text{ de outro modo} \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\eta = (1 - 0,5 \cdot \alpha) \cdot \xi$$

$$\alpha = \text{AVG}[|N_{ij}|; \{N_{ij} = 1 \text{ se } N_{ij} > 1\}]$$

$$\xi = \text{AVG}[g(p); \{\text{para } g(p) > 0\}]$$

AVG = operador que efetua as médias

Como foi visto as operações de filtragem ou de corte anteriormente citadas se preocupam em resolver o problema do *undershooting* e neste caso o grau de cinza se situa no intervalo [0,1], porém a interface dos componentes não é possível ser identificada, pois a transição se efetua de maneira suave.

A operação de corte (filtragem) que usaremos em nosso experimento difere das operações anteriormente mencionadas, pois tem como finalidade estabelecer uma definição da interface dos componentes através de uma operação na qual o *over-shooting* e o *under-shooting* são eliminados de uma só vez baseado em um nível de corte. Esse nível de corte estabelece um determinado valor que funciona como parâmetro: os graus de cinza dos pixels abaixo deste valor passarão ao valor 0 (zero) e os acima deste valor passarão ao valor 1 (um), desta forma delimitando uma interface na fronteira 0 - 1. Essa operação de corte usada no nosso experimento é tipicamente baseada na informação da fração de líquido de um dos componentes. A fração de líquido

representada pela letra  $\beta$  é definida como sendo  $1 - \alpha$  onde  $\alpha$  é a fração de vazio que, por sua vez, é definida como a razão entre a área ocupada por um dos componentes e a área da região interna.

Em nosso trabalho, para o cálculo do grau de cinza dos pixels de uma determinada composição multifásica utilizou-se o método de retro-projeção-linear e para isso foi elaborado um programa em linguagem FORTRAN. Os valores de grau de cinza desses pixels serão levados a um sistema gráfico que constrói as imagens. Esse processo será melhor exemplificado nas seções seguintes. Esse programa permite obter os valores dos graus de cinza de dois modos: sem o recurso do nível de corte e com o recurso do nível de corte. O procedimento de obtenção desses valores são explicados abaixo.

O programa em FORTRAN que calcula o grau de cinza necessita como variável de entrada (além dos arquivos de sensibilidade e de capacitâncias normalizadas) um valor de fração de líquido da composição multifásica em estudo que denominaremos de fração de líquido de entrada para facilitar as explicações que se seguem. Existem dois tipos de fração de líquido de entrada: o primeiro é a fração de líquido verdadeira, simbolizada por  $\beta_v$ . Nos casos numéricos esse tipo de fração de líquido é imposto no programa. O segundo tipo de fração de líquido é calculada pelo próprio programa a partir de algumas relações, sendo esse caso comum no procedimento experimental. Esse segundo tipo de fração de líquido de entrada receberá a denominação de  $\beta_c$ .

O programa que calcula o grau de cinza, quando executado, além de gerar um arquivo de saída com o grau de cinza dos pixels do caso em estudo, também gera como dados de saída dois valores de fração de líquido. Um desses valores de fração de líquido é chamado fração de líquido sem nível corte simbolizado por  $\beta_{sc}$ , obtido quando não se usa o recurso do nível de corte no programa. Para obter o valor da fração de líquido sem nível de corte o programa executa uma única iteração e este valor é calculado somando-se os valores dos graus de cinza de todos os pixels e dividindo essa soma pelo número total de pixels da região interna do sensor. O outro valor de fração de líquido gerado pelo programa é denominado fração de líquido com corte, simbolizada por  $\beta_{cc}$ , valor obtido quando se aplica o recurso do nível de corte ( $N_c$ ) no programa. O valor de  $\beta_{cc}$  gerado pelo programa também é calculado através da soma dos valores dos graus

de cinza de todos os pixels que o programa julga conter a fase líquida dividida pelo número de pixels da região interna do sensor. Mas diferentemente do caso sem nível de corte, o valor de  $\beta_{cc}$  passa por diversas iterações, sendo que em cada iteração esse valor corresponde a um valor de nível de corte ( $N_c$ ). O valor de  $\beta_{cc}$  é sempre atualizado nas diversas iterações e comparado com o valor da fração de líquido de entrada. Caso a diferença em módulo entre esses valores seja menor do que uma tolerância previamente estabelecida, o último valor da fração de líquido calculada pelo programa será a fração de líquido com corte ( $\beta_{cc}$ ). Uma vez determinado o valor de  $\beta_{cc}$ , o programa procurará por interpolação, usando os últimos valores mais atualizados das frações de líquido com corte e dos níveis de corte ( $N_c$ ), determinar um nível de corte final para o valor da fração de líquido de entrada. Esse nível de corte final é um número real que pertence ao intervalo  $[0,1]$  e é baseado neste valor que o programa delimitará a interface dos componentes da seguinte maneira: todos os pixels que tiverem valor inferior a este terão seus valores igualados a 0 (zero) e todos os pixels que tiverem valor igual ou superior a este terão seus valores igualados a 1 (um). As imagens numéricas construídas utilizando esse recurso apresentam-se com o contorno da interface bem definido. Já as imagens construídas sem o recurso do nível corte não apresentam uma interface definida, pois existem valores de pixels situados entre 0 (zero) e 1(um) que, quando plotados, exibem uma passagem de uma interface para outra de forma suave, dificultando a interpretação da imagem no que se refere à identificação do padrão de escoamento e à localização da interface.

### 3.4 – Condição de contorno para eletrodos livres

Em uma medida de capacitância conforme a condição de contorno aplicada aos eletrodos restantes ou livres (que não são nem eletrodo fonte nem eletrodo sensor) pode-se obter dois tipos de medidas de capacitâncias. Capacitância com eletrodos livres aterrados e capacitância com eletrodos livres flutuantes.

#### 3.4.1 – Eletrodos livres aterrados

Quando o eletrodo  $i$  ( $i=1, n-1$ ) é o eletrodo fonte, e o eletrodo  $j$  ( $j=i+1, n$ ) é o eletrodo receptor e os eletrodos que não são nem emissor nem receptor se encontram aterrados tem-se o caso de *eletrodos livres aterrados*. Essa condição de contorno é expressa através da Equação 3.13 e exemplificada pela Figura 3.4.

$$\begin{cases} \phi_i = 1 & , (x,y) \in \Gamma_i \\ \phi_j = 0 & , (x,y) \in \Gamma_j \quad (i \neq j) \end{cases} \quad (3.13)$$

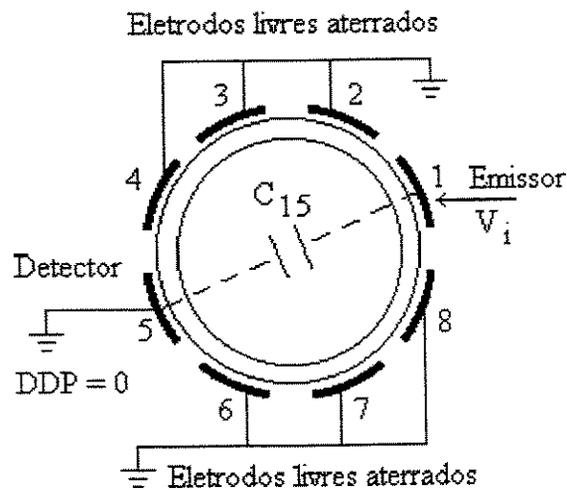


Figura 3.4 – Eletrodos livres aterrados

### 3.4.2 – Eletrodos livres flutuantes

Quando o eletrodo  $i$  ( $i=1, n-1$ ) é o eletrodo emissor, o eletrodo  $j$  ( $j=i+1, n$ ) é o eletrodo receptor e o fluxo elétrico na direção radial dos eletrodos que não são nem emissor nem receptor é zero, o caso é dito *eletrodos livres flutuantes*. Essa condição de contorno é expressa através das Equações 3.14 e 3.15 e exemplificada pela Figura 3.5.

$$\begin{cases} \phi_i = 1 & , (x,y) \in \Gamma_i \\ \phi_j = 0 & , (x,y) \in \Gamma_j \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\frac{d\phi_k}{dr} = 0, (x,y) \in \Gamma_k (k \neq i,j) \quad (3.15)$$

Onde  $\Gamma_i, \Gamma_j$  e  $\Gamma_k$  representam as localizações espaciais dos eletrodos do sensor.

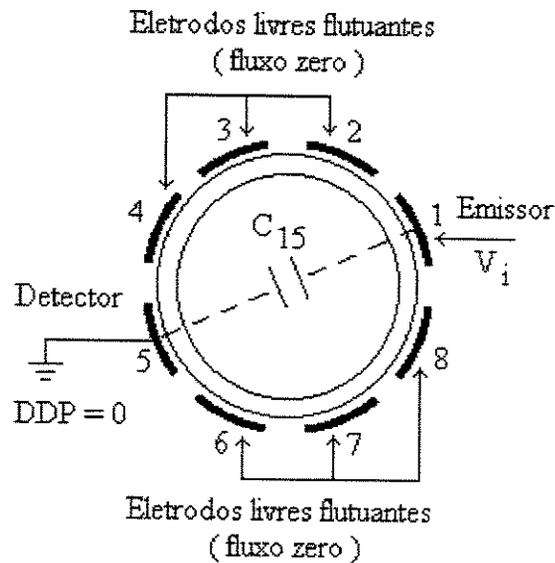


Figura 3.5 – Eletrodos livres flutuantes

### 3.5 – Escolha da Malha

No que diz respeito à escolha da malha, embora resultados obtidos através de simulação numérica apontassem para o refinamento da malha como parâmetro indicativo de melhor resolução no processo de construção das imagens, parecia que esse dado deveria ser considerado em relação a outros parâmetros, já que os autores de uma maneira geral tendem a usar malhas pouco refinadas. Considere-se, por exemplo, como os autores a seguir constroem suas malhas com números relativamente baixos de elementos no interior do sensor: Moura et alli (1997 e 1998) usam 800 elementos no interior do sensor, Xie et alli (1989) usam apenas 196 elementos no interior do sensor, Huang et alli (1992) 362 elementos, Xie et ali (1992) utilizam 812 elementos, Isaken et alli (1993) 900 elementos, Yang et alli (1995) 320 elementos, Ostrowski et alli (1997) 820 elementos, Tambellini usa 800 elementos, enquanto Dyakowski et alli (1997) usam 256 elementos. Deve-se dizer que outros autores utilizando métodos diferentes do método de retro-projeção-linear também trabalham com malhas relativamente pouco refinadas, como por exemplo, Su Bangliang et alli (1999), que utilizaram 820 elementos na região interna do sensor e George et alli (2000), que utilizaram malhas contendo apenas 32 elementos, tendo também trabalhado com malhas de 128, 288, 512 e 800 elementos na região interna do sensor. Analisando os trabalhos desses autores foi possível concluir que a identificação de parâmetros para uma malha ideal está diretamente vinculada aos objetivos do experimento. Em nosso caso, o método de retro-projeção-linear foi justamente escolhido para favorecer a construção de imagens em tempo quase-real, o que não seria possível realizar através de métodos iterativos. Isso significa que uma malha ideal para o presente trabalho não poderia ser entendida apenas como aquela que favorecesse imagens mais nítidas, mas aquela que produzisse imagens as mais nítidas possíveis em tempo quase real. Em outras palavras, embora malhas muito refinadas possam produzir imagens de melhor resolução, o excesso de dados que geram impedem seu processamento e interpretação em tempo hábil, dificultando o controle e o monitoramento de processos industriais que acontecem em regime dinâmico. Mesmo não tendo realizado testes em regime dinâmico, este experimento foi projetado como passo inicial para um tal objetivo, tanto que o método escolhido foi o de retro-projeção-linear.

Ainda assim, foi possível obter uma malha bem mais refinada do que as utilizadas na maioria dos trabalhos científicos consultados. A malha utilizada neste experimento apresenta-se, portanto, com a seguinte configuração: 800 elementos na região interna do tubo, 352 elementos na região da parede do tubo e 416 elementos na região externa (entre a parede externa do tubo e a blindagem) totalizando 1568 elementos.

### 3.6 – Descrição da malha utilizada

A simulação numérica desenvolvida neste trabalho é bidimensional e aplicada na seção transversal do tubo sensor. Para a geração da malha todo o domínio foi dividido em oito setores onde cada setor compreende uma fatia de  $45^\circ$ , ou seja,  $1/8$  da circunferência. Cada setor foi dividido no sentido radial em três regiões: uma região interna (interior do tubo) onde se encontra o objeto a ser medido; uma região intermediária, que compreende a parede do tubo e uma região externa entre a blindagem e a parede externa do tubo. Os oito eletrodos se encontram na parede externa do tubo em cada um dos oito setores. Cada uma dessas regiões é composta de diversas camadas que são fatias concêntricas formadas por elementos finitos triangulares de três nós. A Figura 3.6 mostra o tipo de malha utilizada nos testes de simulação numérica com os oito setores e numeração dos nós.

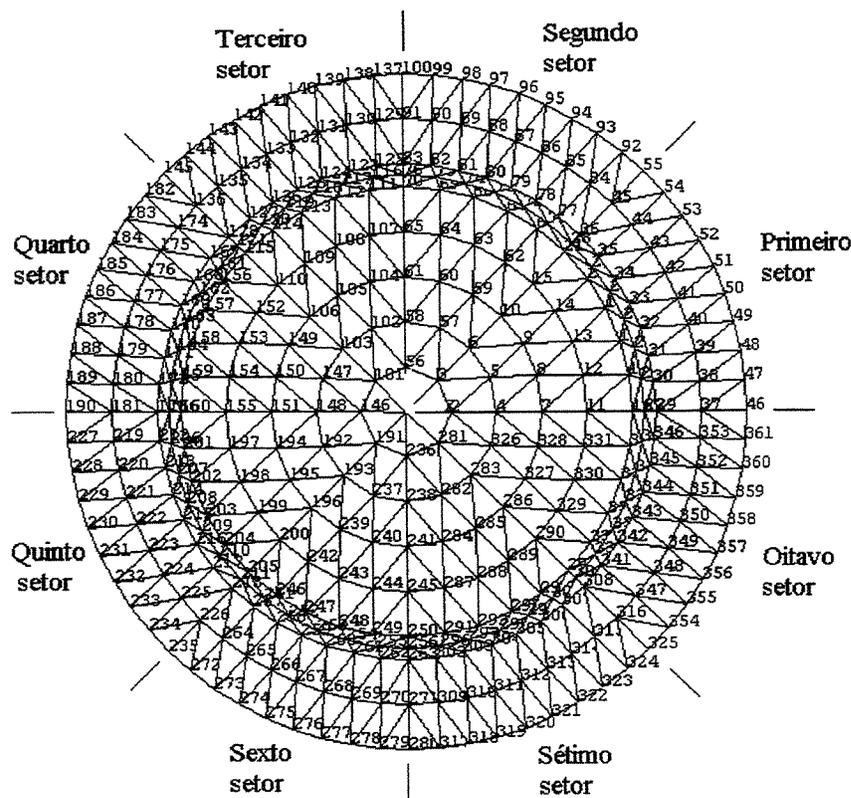


Figura 3.6 - Detalhes da malha utilizada nos testes de simulação numérica

Na Figura 3.6 pode-se ver 3 regiões do domínio: uma região interna, que compreende o interior do tubo, uma região intermediária, que corresponde à parede do tubo onde se pode ver uma malha mais densa e uma região externa, que corresponde à parte exterior do tubo.

No processo de simulação numérica foi usado o pacote numérico ANSYS 5.4 associado a alguns programas em linguagem FORTRAN.

### 3.7 – Escolha do sensor

Como de início se intencionava realizar testes experimentais para medidas de capacitância com escoamentos multifásicos em regime dinâmico e esses testes seriam realizados no Multilab (Laboratório de Fenômenos Multifásicos da Faculdade de Engenharia Mecânica da Unicamp), devido às condições de adaptabilidade e ajuste do sensor na tubulação desse laboratório, o tubo que constitui o sensor de capacitância tem as mesmas dimensões da tubulação desse laboratório. O circuito hidráulico do Multilab possui uma tubulação de acrílico com permissividade relativa igual a 3, com raio interno de 26,35mm e raio externo de 30mm. Baseado nesses valores o sensor a ser utilizado na simulação numérica e experimental deste trabalho terá essas mesmas dimensões.

Uma vez definidas as dimensões físicas do tubo sensor, idealizou-se um sensor padrão para ser usado nas simulações numéricas. Os resultados das simulações deverão servir tanto para a otimização do sensor a ser construído como para a escolha de outros parâmetros do processo de reconstrução de imagens. O sensor padrão idealizado é um tubo de acrílico com as dimensões descritas na Tabela 3.4. Esse tubo sensor possui oito eletrodos dispostos na parede externa do tubo de forma igualmente espaçada. Cada eletrodo possui um ângulo de  $41^{\circ}$  (Figura 3.1) e 100 mm de comprimento. No processo de simulação numérica a espessura do eletrodo não foi considerada. No sensor padrão a distância entre a parede externa do tubo e a blindagem foi considerada como 15mm.

Tabela 3.4 – Dimensões físicas do tubo sensor.

Raio interno do tubo (mm)	Raio externo do tubo (mm)	Parede do tubo (mm)
26,35	30,0	3,65

Os materiais usados na simulação numérica com as permissividades relativas encontram-se na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Permissividades relativas dos materiais simulados.

Permissividade relativa do ar	Permissividade relativa da água	Permissividade relativa do acrílico
1,0	80,0	3,0

No Anexo 3 encontram-se comparações entre valores numéricos e analíticos de capacitância para as quatro capacitâncias básicas. Essas comparações foram realizadas para três casos: supondo-se o sensor cheio de ar, cheio de nylon e cheio de água. Essas comparações são válidas para o caso de eletrodos livres aterrados.

### **3.8 – Etapas das simulações**

Um sensor de capacitância possui as seguintes características: material de que o tubo é composto; raio interno do tubo; raio externo do tubo; espessura da parede do tubo; quantidade de eletrodos; ângulo dos eletrodos; comprimento dos eletrodos; posição dos eletrodos (internos ou externos ao tubo); com ou sem blindagem; distância da blindagem. A variação de qualquer dessas características acima mencionadas influencia nos sinais medidos. A simulação numérica foi efetuada a partir de variações de alguns parâmetros do sensor padrão descrito na seção 3.6.

O processo de simulação para a otimização do sensor de capacitância foi composto das seguintes etapas:

- Comportamento dos valores de capacitância variando-se o ângulo do eletrodo.
- Comportamento dos valores da capacitância variando-se a permissividade relativa do tubo sensor.
- Comportamento dos valores da capacitância variando-se a espessura da parede do tubo sensor.

As simulações numéricas foram efetuadas tanto para o caso de eletrodos livres aterrados como para o caso de eletrodos livres flutuantes, para duas condições: a primeira com o tubo sensor cheio de água e a segunda com o tubo sensor cheio de ar. Essas simulações numéricas foram processadas em um computador Pentium III 400 MHz com 64 MB de memória RAM.

#### **3.8.1 – Comportamento dos valores da capacitância variando-se o ângulo dos eletrodos.**

Utilizando as propriedades das Tabelas 3.4 e 3.5 simulou-se sensores com diversos ângulos de eletrodos e verificou-se como se comportaram os valores das capacitâncias. As Tabelas 3.6 a 3.9 mostram os valores das capacitâncias básicas para os testes realizados supondo o tubo cheio de ar e supondo o tubo cheio de água para os casos aterrado e flutuante. Observa-se nessas tabelas que os valores das capacitâncias para todos os pares de eletrodos tanto para o ar como

para a água diminuem com a diminuição do ângulo do eletrodo tanto para o caso de eletrodos livres aterrados como flutuantes. Isso se justifica pelo fato de que quando se diminui a área de eletrodo diminui-se a carga elétrica sobre ele. Como a capacitância é diretamente proporcional à carga elétrica, a capacitância também diminui.

Tabela 3.6 – Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso aterrado.

Variação do ângulo	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) - ar			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
33 <sup>o</sup>	0,57303	0,06351	0,03357	0,02815
37 <sup>o</sup>	0,86117	0,07626	0,04045	0,03394
41 <sup>o</sup>	1,36947	0,08919	0,04713	0,03952

Tabela 3.7 – Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de água para o caso aterrado.

Variação do ângulo	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – água			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
33 <sup>o</sup>	1,18717	0,90918	0,81782	0,79228
37 <sup>o</sup>	1,67324	1,19943	1,06240	1,02447
41 <sup>o</sup>	2,26687	1,47385	1,29227	1,24242

Tabela 3.8 – Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso flutuante.

Variação do ângulo	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – ar			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
33 <sup>o</sup>	0,62452	0,22543	0,13283	0,11203
37 <sup>o</sup>	0,93152	0,30574	0,17825	0,14997
41 <sup>o</sup>	1,46121	0,40044	0,22935	0,19214

Tabela 3.9 – Capacitâncias básicas para diferentes ângulos de eletrodo. Tubo cheio de água para o caso flutuante.

Variação do ângulo	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – água			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
33 <sup>0</sup>	2,83256	2,67508	2,61580	2,59875
37 <sup>0</sup>	3,99918	3,73919	3,64755	3,62141
41 <sup>0</sup>	5,28418	4,84325	4,71215	4,67514

A tabela 3.10 mostra a razão entre os valores de capacitância do par de eletrodos (1,2) com o tubo cheio de água e do par de eletrodos (1,5) com o tubo cheio de ar para os casos de eletrodos livres aterrado e flutuante. O valores dessas razões estão diretamente ligados ao tamanho da escala e servirão de subsídios para a otimização do sensor.

Tabela 3.10 – Razão entre valores de capacitância.

Variação do ângulo	Capacitância (pF) par (1,2)	Capacitância (pF) par (1,5)	Razão – aterrado (1,2)/(1,5)
33 <sup>0</sup>	1,18717	0,02815	42,17
37 <sup>0</sup>	1,67324	0,03394	49,30
41 <sup>0</sup>	2,26687	0,03952	57,36
Variação do ângulo	Capacitância (pF) par (1,2)	Capacitância (pF) par (1,5)	Razão – flutuante (1,2)/(1,5)
33 <sup>0</sup>	2,83256	0,11203	25,28
37 <sup>0</sup>	3,99918	0,14997	26,67
41 <sup>0</sup>	5,28418	0,19214	27,50

As Figuras 3.7 a 3.10 mostram o comportamento dos valores das capacitâncias básicas para o tubo cheio de ar e para o tubo cheio de água para os casos aterrado e flutuante em função do ângulo do eletrodo. Observa-se que para todos os casos a diminuição do ângulo do eletrodo influencia os valores de capacitância de todos os pares de eletrodos sendo que a capacitância do par (1,2) com o tubo cheio de água para o caso flutuante é a que mais sofre influência.

Em todo este trabalho o GRAPHER e o SURFER serão os sistemas gráficos usados para apresentação dos resultados. Como esses sistemas seguem o sistema de unidade inglesa, entenda-se o ponto como correspondente à vírgula no nosso sistema decimal.

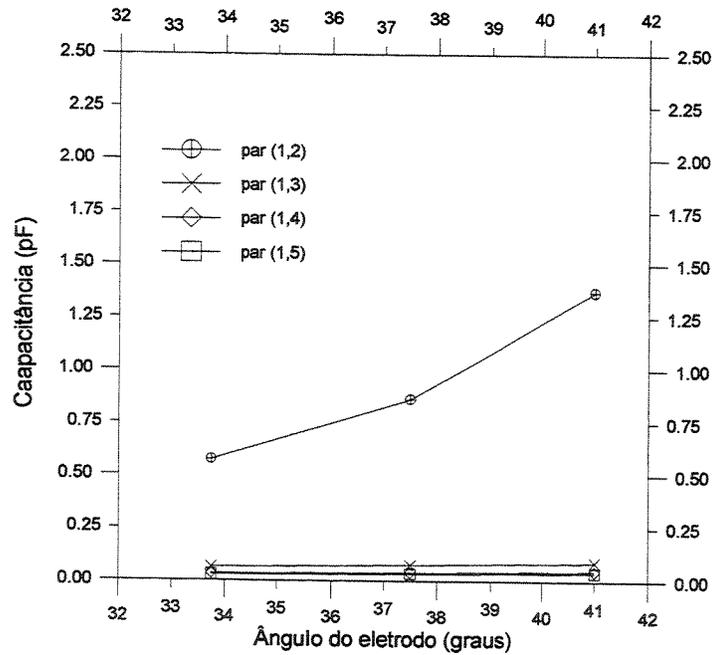


Figura 3.7 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso aterrado.

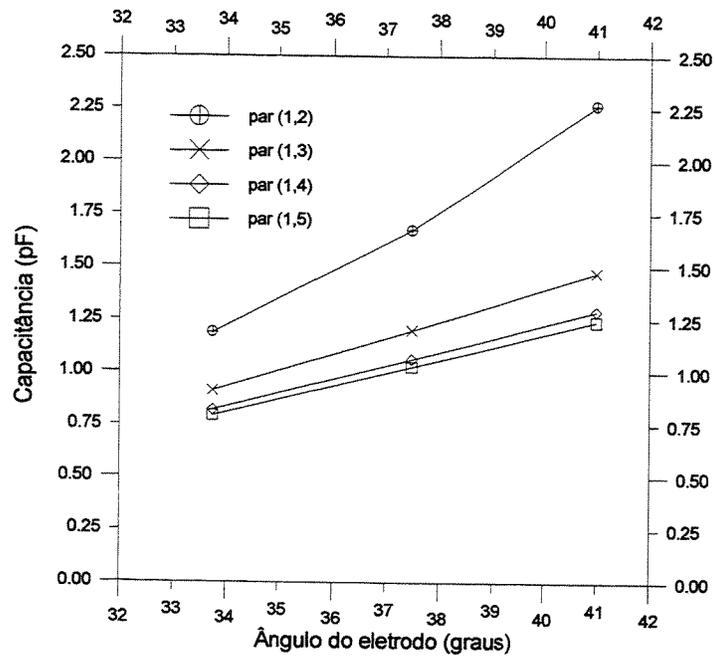


Figura 3.8 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de água para o caso aterrado.

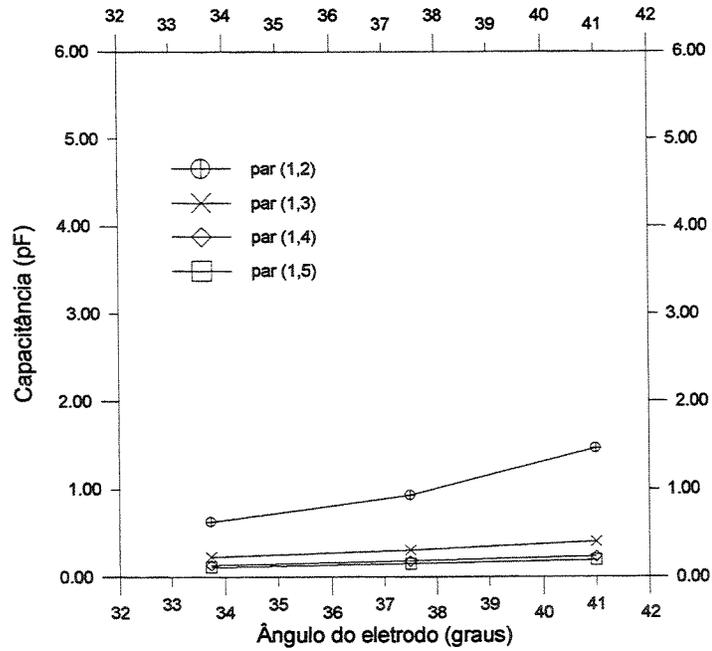


Figura 3.9 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de ar para o caso flutuante.

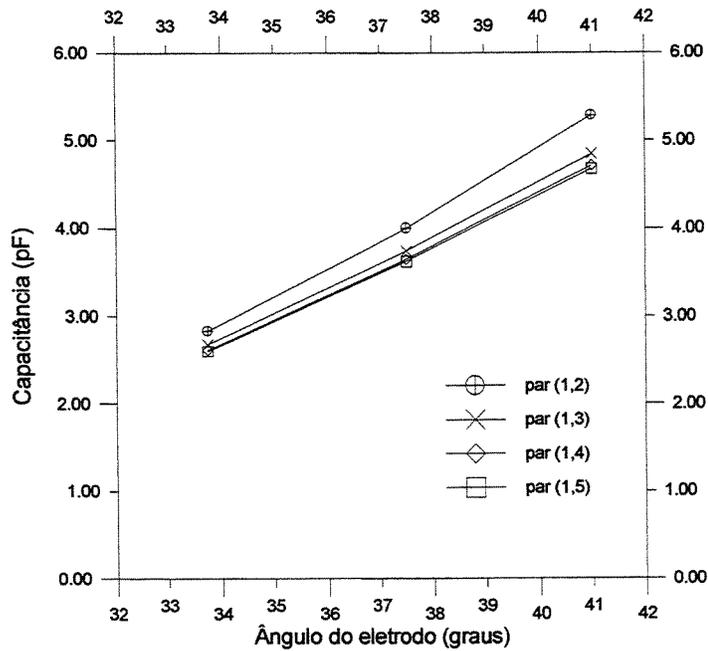


Figura 3.10 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da variação do ângulo do eletrodo. Tubo cheio de água para o caso flutuante.

### 3.8.2 – Comportamento dos valores das capacitâncias variando-se a permissividade relativa do tubo de acrílico.

Utilizando-se as propriedades da Tabela 3.4 e na Tabela 3.5 variando-se apenas a permissividade relativa do tubo para os valores 2, 3, 4 e 5 observou-se o comportamento dos valores das capacitâncias.

As Tabelas 3.11 a 3.14 mostram os valores das capacitâncias básicas para os testes realizados supondo o tubo cheio de ar e supondo o tubo cheio de água para os casos aterrado e flutuante. Observa-se em todas as tabelas um aumento dos valores das capacitâncias para todos os casos, o que é facilmente justificável com o aumento da permissividade relativa do material constituinte do tubo, pois a capacitância é diretamente proporcional à permissividade.

Tabela 3.11 – Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado.

Permissividade da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – ar			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2	1,01986	0,08798	0,04685	0,03932
3	1,36947	0,08919	0,04713	0,03952
4	1,70815	0,08982	0,04730	0,03964
5	2,04189	0,09022	0,04741	0,03972

Tabela 3.12 – Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado.

Permissividade da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – água			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2	1,49029	1,03586	0,94350	0,91769
3	2,26687	1,47385	1,29227	1,24242
4	3,06458	1,86772	1,58306	1,50625
5	3,87367	2,22312	1,82800	1,72311

Tabela 3.13 – Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor.  
Tubo cheio de ar para o caso flutuante.

Permissividade da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – ar			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2	1,09942	0,32345	0,18973	0,16070
3	1,46121	0,40044	0,22935	0,19214
4	1,81006	0,47532	0,26848	0,22320
5	2,15286	0,54979	0,30819	0,25487

Tabela 3.14 – Capacitâncias básicas com a permissividade relativa do material do tubo sensor.  
Tubo cheio de águas para o caso flutuante.

Permissividade da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – água			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2	3,38414	3,14530	3,07640	3,05686
3	5,28418	4,84325	4,71215	4,67514
4	7,14324	6,45811	6,25296	6,19538
5	8,93878	7,97649	7,68863	7,60831

A tabela 3.15 mostra a razão entre os valores de capacitância do par de eletrodos (1,2) com o tubo cheio de água e do par de eletrodos (1,5) com o tubo cheio de ar para os casos de eletrodos livres aterrado e flutuante.

Tabela 3.15 – Razão entre valores de capacitância.

Permissividade da parede	Capacitância (pF) par (1,2)	Capacitância (pF) par (1,5)	Razão – aterrado (1,2)/ (1,5)
2	1,49029	0,03932	37,90
3	2,26687	0,03952	57,36
4	3,06458	0,03964	77,31
5	3,87367	0,03972	97,52
Permissividade da parede	Capacitância (pF) par (1,2)	Capacitância (pF) par (1,5)	Razão – flutuante (1,2)/ (1,5)
2	3,38414	0,16070	21,06
3	5,28418	0,19214	27,50
4	7,14324	0,22320	32,00
5	8,93878	0,25487	35,07

As Figuras 3.11 a 3.14 mostram o comportamento dos valores das capacitâncias básicas para o tubo cheio de ar e para o tubo cheio de água para os casos de eletrodos livres aterrados e de eletrodos livres flutuantes em função da permissividade relativa do acrílico. Observa-se que para todos os casos o aumento da permissividade relativa do tubo aumenta os valores de capacitância para todos os pares de eletrodos para todos os casos sendo que a capacitância do par (1,2) quando o tubo se encontra cheio de água para o caso flutuante é o que mais sofre influência.

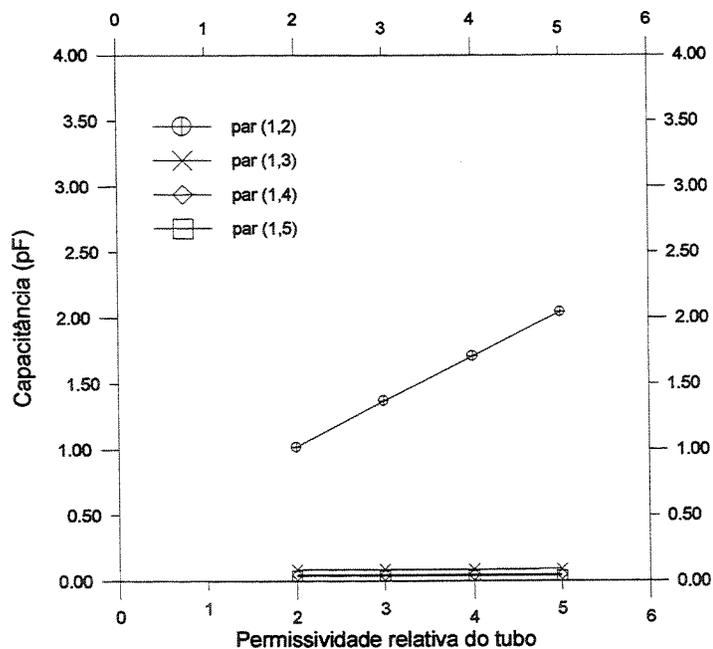


Figura 3.11 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado.

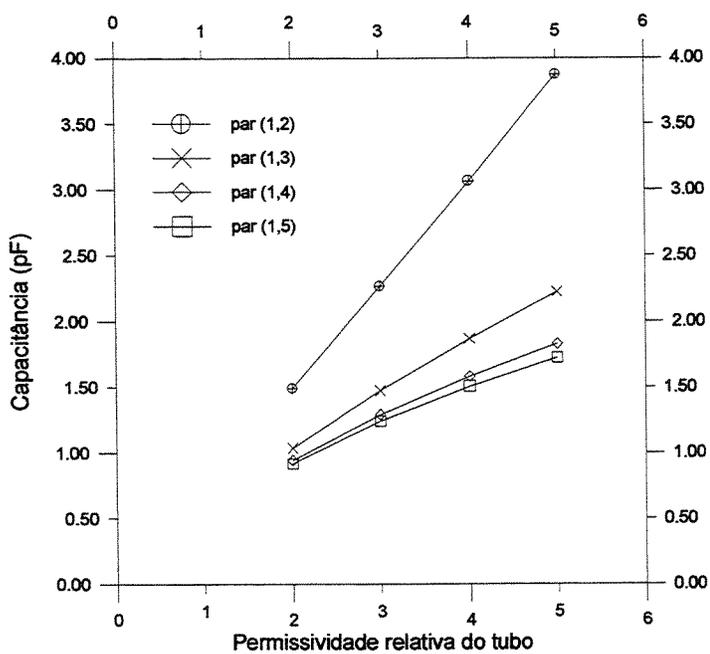


Figura 3.12 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado.

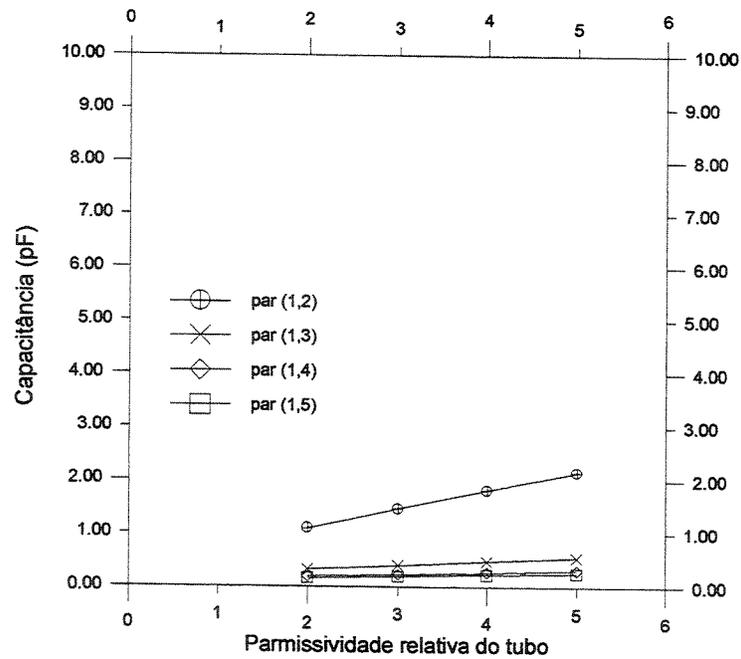


Figura 3.13 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante.

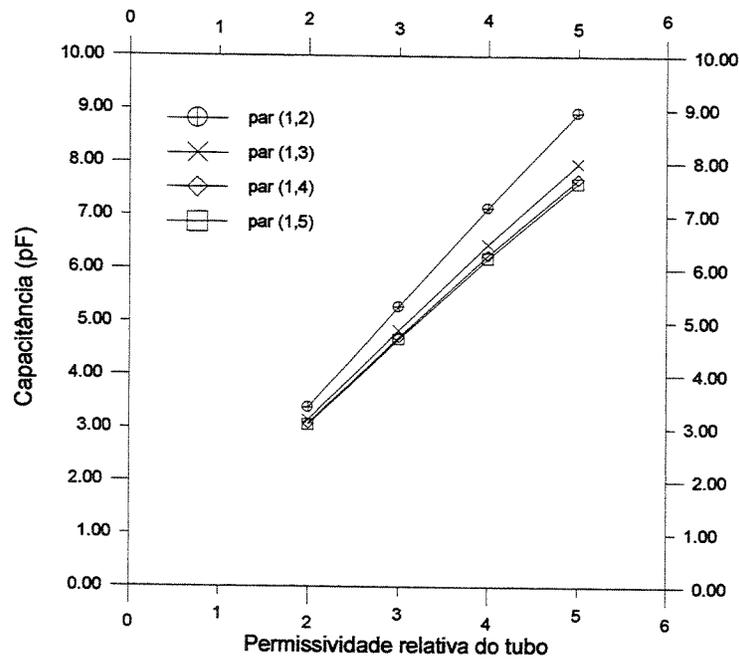


Figura 3.14 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da permissividade relativa do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante.

### 3.8.3 – Comportamento dos valores da capacitância variando-se a espessura da parede do tubo sensor.

Utilizando-se a malha de elementos finitos, mantendo-se constante o raio interno e as propriedades da Tabela 3.5 (permissividades relativas) e variando-se a espessura do tubo e o raio externo, observou-se o comportamento dos valores das capacitâncias para três diferentes espessuras da parede do tubo: 2,65; 3,65 e 4,65mm.

Quando o tubo contém ar no seu interior e varia-se a espessura da parede do tubo mantendo-se constante a sua permissividade relativa, tem-se um aumento da permissividade do meio e conseqüentemente um aumento dos valores das capacitâncias medidas. Se o tubo contém água no seu interior ocorre o fenômeno inverso, pois diminui a permissividade do meio, já que a permissividade relativa da água é maior do que a do tubo.

As Tabelas 3.16 a 3.19 mostram os valores das capacitâncias básicas para os testes realizados supondo o tubo cheio de ar e supondo o tubo cheio de água para os casos aterrado flutuante.

Tabela 3.16 – Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado.

Espessura da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – ar			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2,65 mm	1,34682	0,08693	0,04602	0,03926
3,65 mm	1,36947	0,08919	0,04713	0,03952
4,65 mm	1,38117	0,09258	0,04762	0,03975

Tabela 3.17 – Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado.

Espessura da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – água			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2,65 mm	3,05753	1,94061	1,64318	1,56291
3,65 mm	2,26687	1,47385	1,29227	1,24242
4,65 mm	1,83193	1,18408	1,06130	1,02727

Tabela 3.18 – Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante.

Espessura da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – ar			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2,65 mm	1,43841	0,38373	0,22260	0,18769
3,65 mm	1,46121	0,40044	0,22935	0,19214
4,65 mm	1,47631	0,41248	0,23410	0,19507

Tabela 3.19 – Capacitâncias básicas com a variação da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante.

Espessura da parede	Capacitâncias para os pares de eletrodos (pF) – água			
	(1,2)	(1,3)	(1,4)	(1,5)
2,65 mm	7,28849	6,66071	6,45363	6,39534
3,65 mm	5,28418	4,84325	4,71215	4,67514
4,65 mm	4,12529	3,76561	3,67252	3,64628

A tabela 3.20 mostra a razão entre os valores de capacitância do par de eletrodos (1,2) com o tubo cheio de água e do par de eletrodos (1,5) com o tubo cheio de ar para os casos de eletrodos livres aterrado e flutuante.

Tabela 3.20 – Razão entre os valores de capacitância.

Espessura da parede	Capacitância (pF) par (1,2)	Capacitância (pF) par (1,5)	Razão – aterrado (1,2)/ (1,5)
2,65 mm	3,05753	0,03926	77,88
3,65 mm	2,26687	0,03952	57,36
4,65 mm	1,83193	0,03975	46,09
Espessura da parede	Capacitância (pF) par (1,2)	Capacitância (pF) par (1,5)	Razão – flutuante (1,2)/ (1,5)
2,65 mm	7,28849	0,18769	38,83
3,65 mm	5,28418	0,19214	27,50
4,65 mm	4,12529	0,19507	21,15

As Figuras 3.15 a 3.18 mostram o comportamento dos valores das capacitâncias básicas para o tubo cheio de ar e para o tubo cheio de água para os casos aterrado e flutuante em função da espessura da parede do tubo.

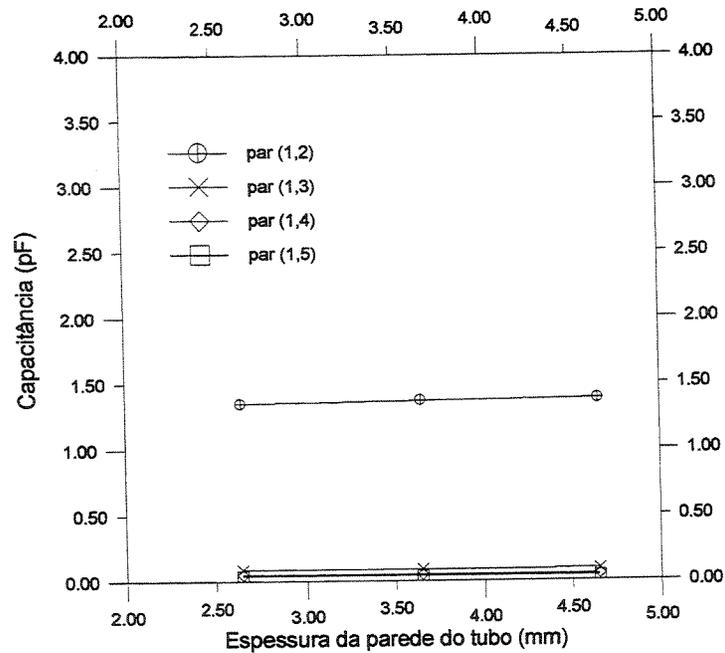


Figura 3.15 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso aterrado.

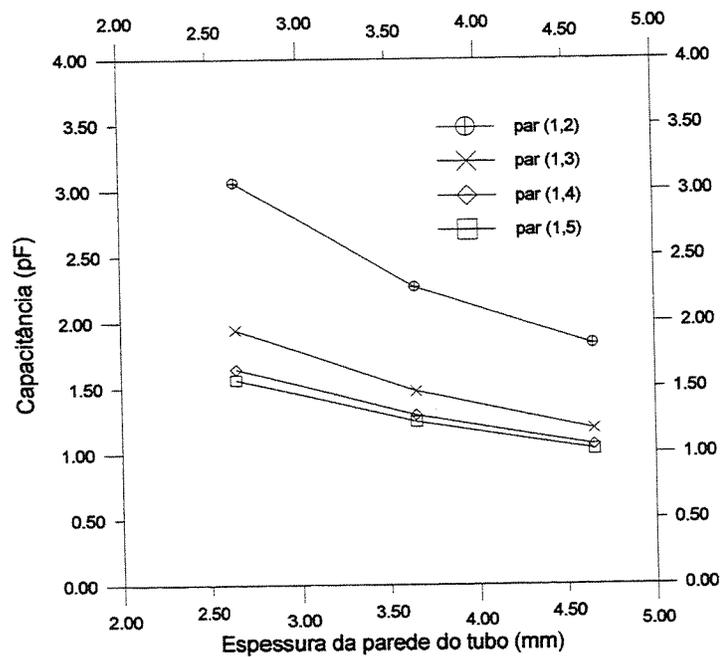


Figura 3.16 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso aterrado.

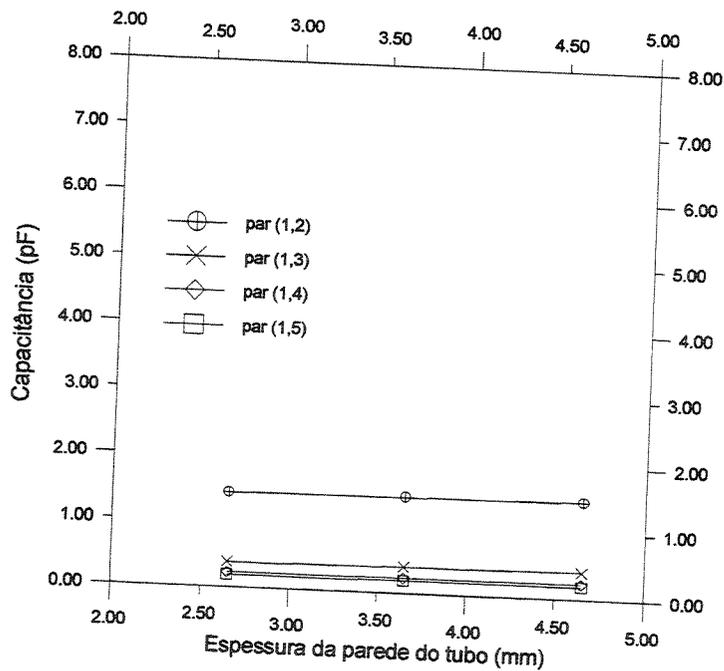


Figura 3.17 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de ar para o caso flutuante.

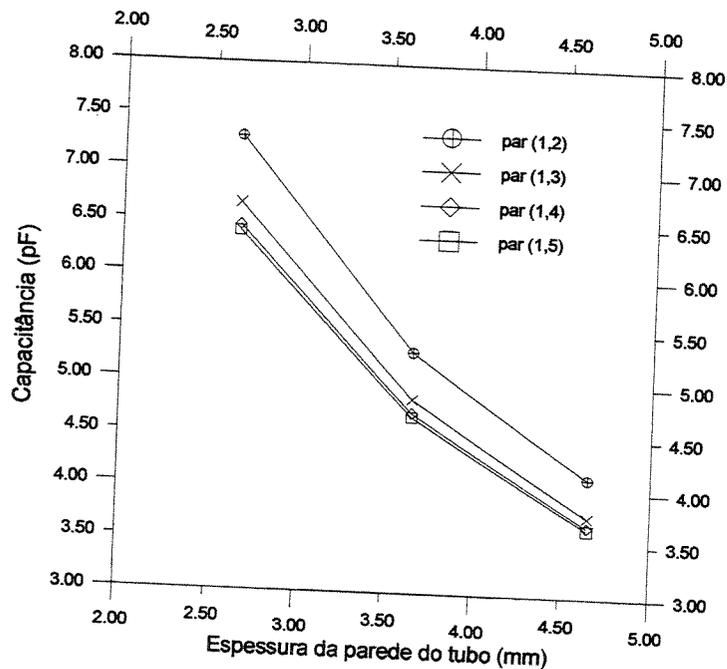


Figura 3.18 – Comportamento das capacitâncias básicas em função da espessura da parede do tubo sensor. Tubo cheio de água para o caso flutuante.

### 3.9 – Considerações sobre a simulação numérica

Um dos critérios para escolha do sensor é a razão entre a capacitância do par de eletrodos (1,2) quando o tubo se encontra cheio do componente de maior permissividade relativa dividida pela capacitância do par de eletrodos (1,5) quando o tubo se encontra cheio do componente de menor permissividade relativa. Neste ponto é preciso fazer uma observação: quando o sensor é colocado na posição horizontal a capacitância do pares de eletrodos próximos (ex. (1,2)) quando o tubo se encontra cheio do componente de maior permissividade relativa não é a capacitância máxima para todas as situações e a capacitância do par de eletrodos diametralmente opostos (ex. (1,5)) quando o tubo se encontra vazio não é a capacitância mínima para todas as situações. A capacitância do par de eletrodos (1,2) é a máxima capacitância dentre todos os pares de eletrodos apenas quando o tubo se encontra cheio do componente de maior permissividade relativa e a capacitância do par de eletrodos (1,5) é a mínima capacitância dentre todos os pares de eletrodos apenas quando o tubo se encontra cheio do componente de menor permissividade relativa.

Usando um sensor de capacitância com oito eletrodos para aplicação em escoamentos multifásicos (dois componentes) horizontal Xie et alli (1989 – parte 2) mostram que nem sempre o “valor máximo” de capacitância de um par de eletrodos é o valor obtido quando o sensor se encontra cheio do componente de maior permissividade relativa e nem sempre o “valor mínimo” de capacitância é o valor o valor obtido quando o sensor se encontra a cheio do componente de menor permissividade relativa, pois tanto o par de eletrodos escolhido como o padrão concorrem para a determinação desses valores. Nos experimentos realizados os autores constataram que no padrão *core-flow* para frações de líquido de 0% até 70% os valores de capacitância do par de eletrodos (1,2) são menores do que os valores de capacitância desse mesmo par de eletrodos quando o sensor se encontra cheio do componente de menor permissividade relativa. No padrão anular os autores constataram que a capacitância do par de eletrodos (1,2) atinge seu valor máximo em uma fração de líquido de 60% , depois esse valor decresce até 20% na fração de líquido de 100%. No padrão estratificado os autores realizaram os testes com par de eletrodos (3,4) em diversas frações de líquido e observaram que os valores de capacitância desse par de eletrodos para frações de líquido de 0% até mais de 90% permanece abaixo do valor de

capacitância desse mesmo par de eletrodos quando o tubo se encontra cheio do componente de menor permissividade relativa.

A observação desse fato é de extrema importância quando se calibra o circuito para receber um valor máximo de capacitância, garantindo que o próprio circuito ou mesmo uma placa de aquisição de dados não venha a receber valores superiores a sua capacidade. Em alguns testes experimentais comprovamos que a capacitância máxima é a capacitância do par de eletrodos (1,2) e a mínima é a do par de eletrodos (1,5) quando as medições são realizadas com o sensor na posição vertical e nos padrões do tipo anular e *core-flow* concêntricos.

### 3.9.1 – Critério para a otimização do sensor

Através das simulações pode-se observar que a variação do ângulo do eletrodo influencia fortemente os valores de capacitância de todos os pares de eletrodos, tanto para o caso de eletrodos livres flutuantes como aterrados. A influência é observada com mais intensidade para o caso de eletrodos livres flutuantes quando o tubo se encontra cheio de água. A simulação numérica também mostrou quantitativamente que uma maior largura do eletrodo possibilita a aquisição de sinais de capacitância de maior valor para os pares de eletrodos (1,4) e (1,5), pares esses que sempre apresentam os mais baixos valores de capacitância. Uma maior largura do eletrodo também melhora a sensibilidade à capacitância no interior do tubo sensor.

As variações da permissividade relativa e da espessura da parede do tubo sensor têm pouca influência nos valores de capacitância dos pares de eletrodos (1,4) e (1,5) para o caso de eletrodos livres aterrados quando o tubo se encontra cheio de ar, mas para os outros casos essas variações alteram muito os valores de capacitância. As variações obtidas numericamente desses parâmetros serão utilizados na análise dos resultados experimentais.

Apesar da influência da permissividade e da espessura da parede do tubo, não se pôde considerar esses parâmetros no processo de otimização do nosso sensor, em virtude de serem essas características previamente definidas pela escolha do tubo sensor, tal como explicitado na

seção 3.6. Mesmo assim, dois critérios objetivos foram utilizados para a otimização dos parâmetros do sensor:

- primeiro critério – o maior valor possível da capacitância mínima para o par de eletrodos (1,5) com o tubo cheio do componente de menor permissividade relativa, que na simulação foi o ar;
- segundo critério – a menor relação entre a capacitância do par de eletrodos (1,2) com o tubo cheio do componente de maior permissividade relativa, que na simulação foi a água, e a capacitância do par de eletrodos (1,5), na situação acima descrita (item 1).

Na tabela 3.10 observa-se que o maior valor de capacitância do par (1,5) (primeiro critério) ocorre para o caso de “eletrodos flutuantes” com o ângulo de 41° e a menor razão obtida (segundo critério) ocorre também para o caso de “eletrodos flutuantes” com o ângulo de 33°. Como os critérios foram satisfeitos para ângulos diferentes optamos pelo ângulo de 41° pois o maior valor de capacitância do par de eletrodos (1,5) é um parâmetro muito importante, já que pequenos valores de capacitância são mais difíceis de serem medidos. Outro motivo é que os valores das razões desses dois ângulos foram muito próximos. Assim ficaram definidas as características do tubo sensor a ser utilizado no experimento, isto é, o sensor padrão previamente simulado, com eletrodos livres flutuantes.

A Tabela 3.21 mostra as quatro capacitâncias básicas obtidas numericamente para o tubo sensor cheio de ar, cheio de nylon e cheio de água. Essas capacitâncias foram obtidas com o sensor padrão para o caso de eletrodos livres flutuantes.

Tabela 3.21 – Capacitâncias numéricas do ar, água e nylon.

Pares de eletrodos	Capacitâncias numéricas (pF)		
	ar	nylon	água
(1,2)	1,46121	2,32963	5,28418
(1,3)	0,40044	1,12955	4,84325
(1,4)	0,22935	0,86555	4,71215
(1,5)	0,19214	0,80036	4,67514

### 3.10 – Mapas de sensibilidade

Em nosso trabalho construiremos três mapas de sensibilidade sendo um para cada distribuição de componentes ar-água, ar-nylon e água-nylon. A Tabela 3.22 mostra as permissividades relativas desses componentes.

Tabela 3.22 – Permissividades relativas do ar, da água e do nylon.

Permissividade relativa do ar	Permissividade relativa da água	Permissividade relativa do nylon
1,0	80,0	3,8

Por serem muito semelhantes na forma, variando apenas nos valores, serão expostos apenas os mapas de sensibilidade dos componentes ar-água para os pares de eletrodos (1,2), (1,3), (1,4) e (1,5) para o caso de eletrodos livres flutuantes.

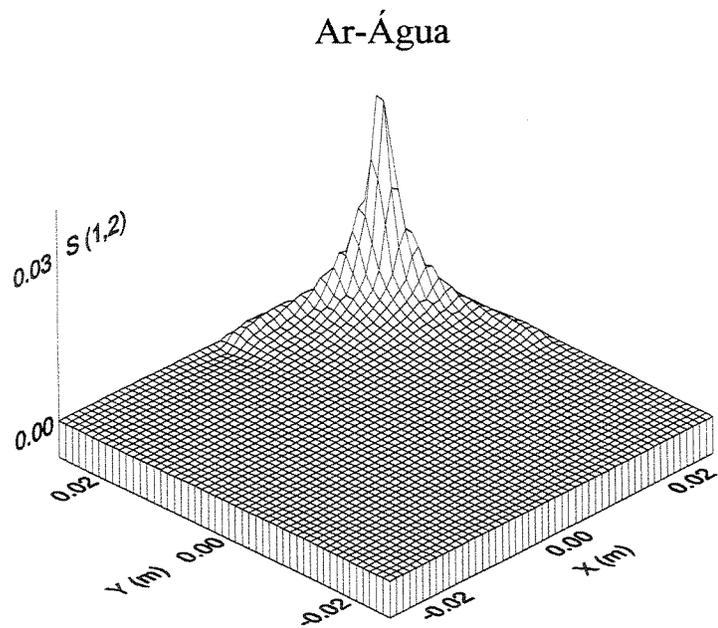


Figura 3.19 – Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,2) para os componentes ar-água.

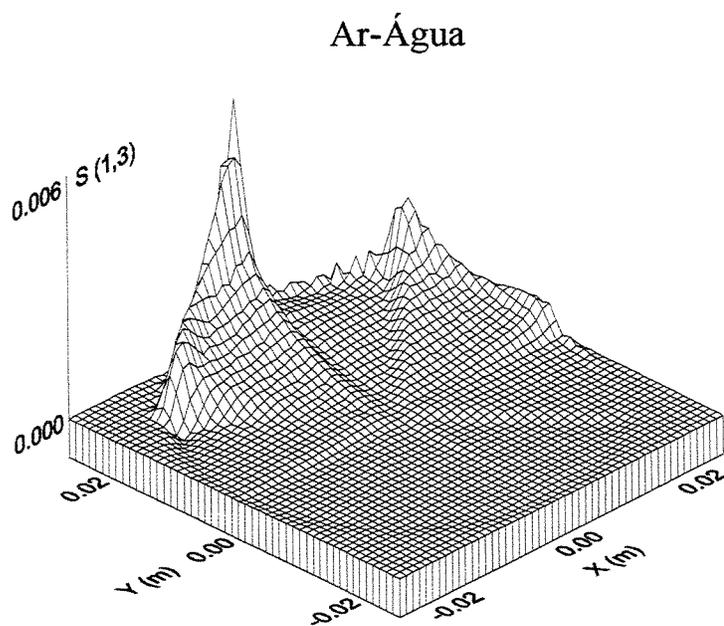


Figura 3.20 – Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,3) para os componentes ar-água.

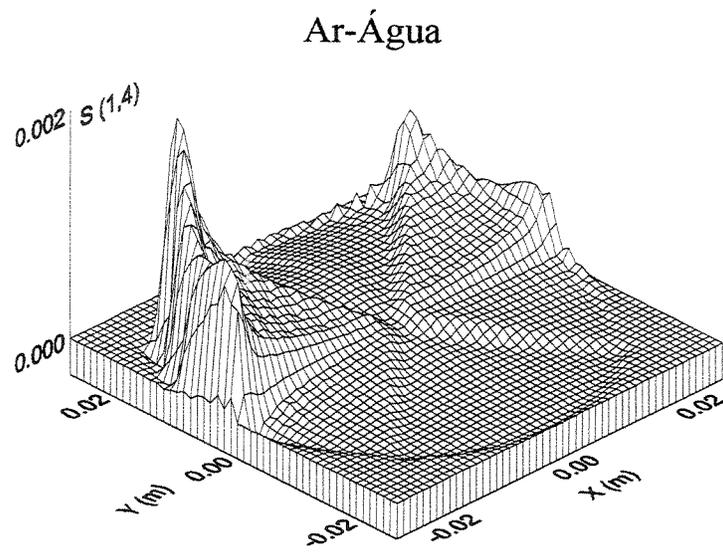


Figura 3.21 – Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,4) para os componentes ar-água.

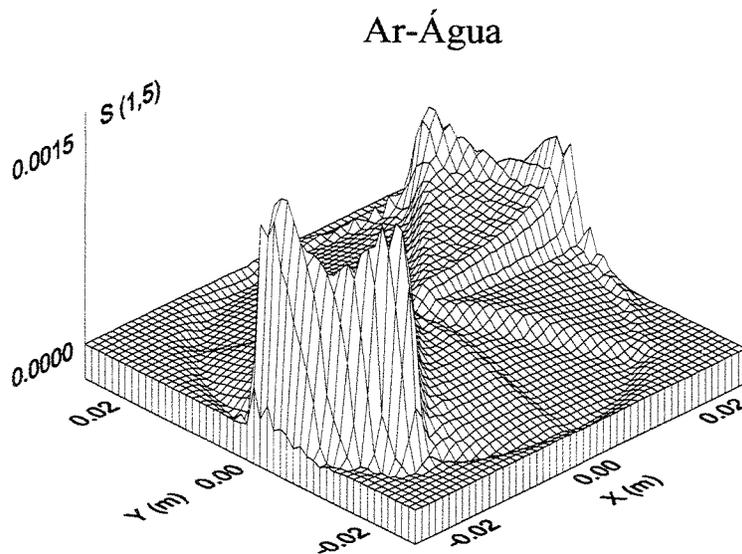


Figura 3.22 – Mapa de sensibilidade de capacitância do par de eletrodos (1,5) para os componentes ar-água.

### 3.11 – Reconstrução de imagens das simulações numéricas

A partir dos três mapas de sensibilidades, para cada uma das três combinações de componentes ar-água, ar-nylon e água-nylon serão construídas algumas imagens simulando escoamentos bifásicos. Para os componentes ar-água serão construídas imagens simulando o padrão anular e o padrão estratificado. Para os componentes ar-nylon serão construídas imagens do padrão anular concêntrico e dos componentes água-nylon será construída imagem do padrão anular concêntrico. Para a construção de imagens, tanto numéricas como experimentais, faz-se necessário a utilização dos mapas de sensibilidade de capacitância. O método utilizado para a reconstrução das imagens será o de retro-projeção-linear sem o nível de corte e com o nível de corte, utilizando-se o valor verdadeiro da fração de líquido ( $\beta_v$ ).

Para uma melhor visualização das interfaces dos componentes, em algumas situações as imagens precisam ser mostradas em ângulos diferentes. Antes da disposição das imagens numéricas e experimentais faz-se necessária uma explicação de como estas imagens estão dispostas em relação aos eixos cartesianos. As imagens reconstruídas serão apresentadas de dois modos: primeiro, imagens de superfície que mostram no eixo perpendicular ao plano  $xy$  (eixo  $Z$ ) o comportamento do grau de cinza dos pixels e a interface entre os componentes; segundo, imagens de contorno, que são imagens no plano  $xy$  mostrando o contorno da interface entre os componentes. As figuras que serão apresentadas para demonstrar como as imagens reconstruídas estão dispostas têm as seguintes características: o círculo representa a região interna do tubo sensor e se encontra inserido em um retângulo de aresta igual ao diâmetro interno do tubo; o centro de um sistema de eixos cartesianos  $xy$  usado para orientação da figura coincide com o centro do tubo sensor. Tanto nas simulações numéricas como nos testes experimentais o sensor se encontra na posição horizontal e sua região mais inferior chamaremos de base. Esta base é uma aresta do quadrado paralela ao eixo  $x$  e tangente à região inferior do sensor. O conhecimento da posição da base é importante na interpretação da imagem, pois é nessa região que o componente de maior densidade se depositará e onde serão colocados os cilindros utilizados na reconstrução das imagens experimentais do padrão anular excêntrico. Os valores numéricos nos eixos  $xy$  são apenas para dar uma noção de orientação.

As *imagens de contorno* são bidimensionais, portanto, serão apresentadas no plano  $xy$  sem necessidade de rotação desse plano. Na Figura 3.23 pode-se ver como as imagens de contorno serão apresentadas mostrando o centro da imagem coincidindo com o centro do sensor e a sua base (região inferior).

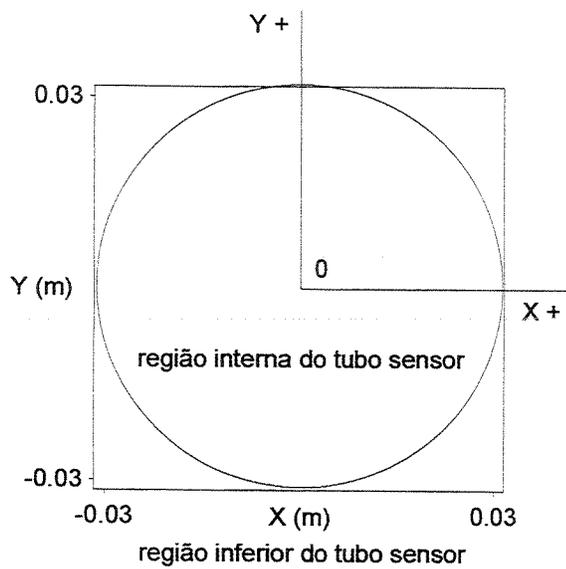


Figura 3.23 – Posição da seção transversal do tubo sensor para o as imagens de contorno.

As *imagens de superfície* dos padrões anular concêntrico, anular excêntrico e *core-flow* são apresentadas com o plano  $xy$  formando um ângulo de  $45^\circ$  no sentido anti-horário (Figura 3.24) em relação à Figura 3.23.

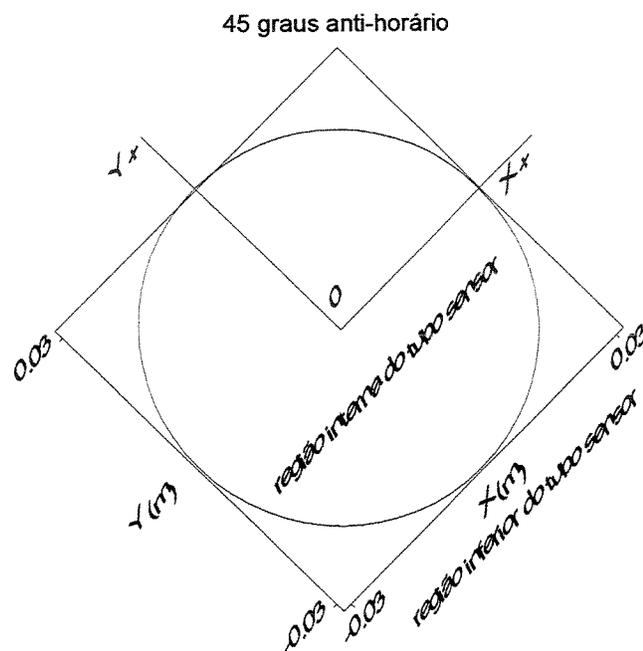


Figura 3.24 – Posição da seção transversal do tubo sensor para as imagens de superfície do padrão anular e *core flow*.

Para uma melhor visualização da interface das imagens do padrão estratificado fêz-se necessário uma rotação da base do tubo sensor de  $120^{\circ}$  no sentido anti-horário (Figura 3.25) em relação à Figura 3.23. Nas figuras que serão apresentadas neste padrão os valores numéricos do eixo  $x$  são apresentados na aresta do quadrado que tangencia a parte superior do sensor.

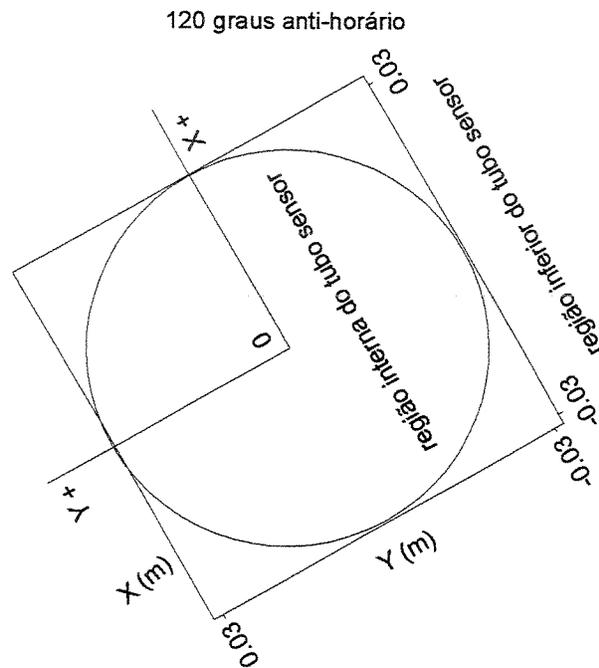


Figura 3.25 – Posição da seção transversal do tubo sensor para as imagens de superfície do padrão estratificado.

### 3.11.1 – Imagens numéricas da composição ar-água

Para a composição multifásica ar-água definimos fração de vazio ( $\alpha$ ) como a razão entre a área ocupada pelo ar e a área da região interna do sensor e a fração de líquido como sendo  $\beta = 1 - \alpha$ .

As imagens numéricas da combinação ar-água foram construídas para o padrão anular concêntrico na fração de vazio ( $\alpha$ ) de 19,05% utilizando o nível de corte. A Figura 3.26 apresenta a imagem de superfície deste padrão. A Figura 3.27 (a) e 3.27 (b) apresentam as imagens de contorno da interface do padrão idealizado e do padrão simulado respectivamente.

Para o padrão estratificado foram construídas imagens nas frações de vazio de 25,23%, 50,00% e 74,77% usando ambas as técnicas: com nível de corte e sem nível de corte. As Figuras 3.28 a 3.36 apresentam as imagens de superfície com nível de corte e sem nível de corte e de contorno do padrão idealizado e simulado nas diversas frações de vazio.

## Ar-Água

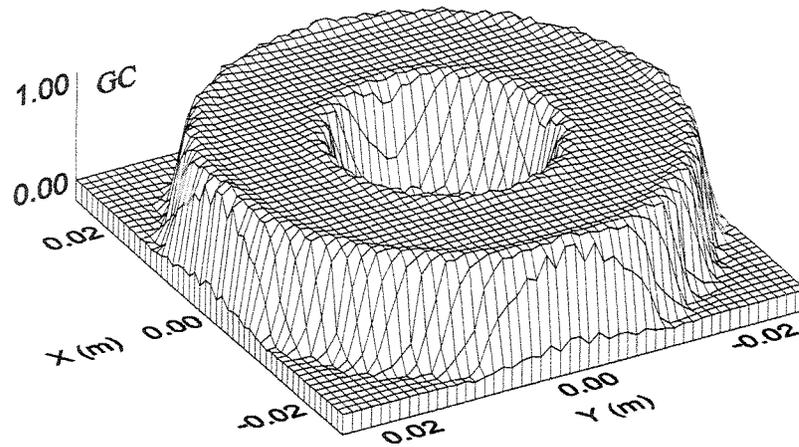


Figura 3.26 – Imagem simulando o padrão anular concêntrico ar-água com 19,05% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem.

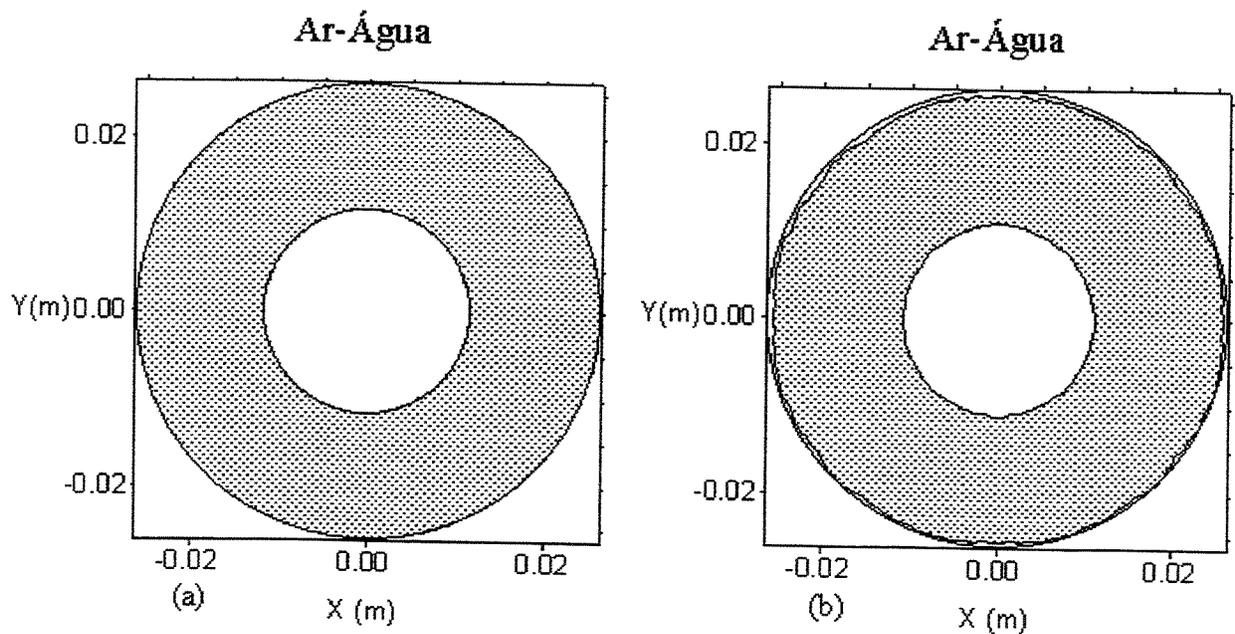


Figura 3.27 – Contornos do padrão anular concêntrico água-nylon idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

## Ar-Água

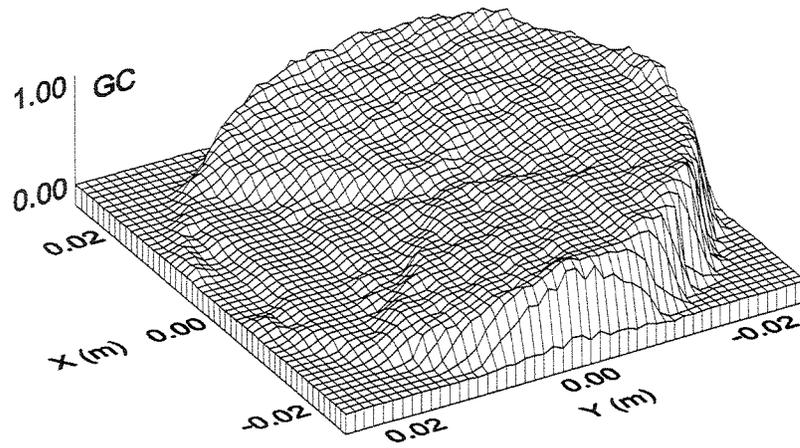


Figura 3.28 – Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 25,23% de fração de vazio sem utilizar a técnica de filtragem.

## Ar-Água

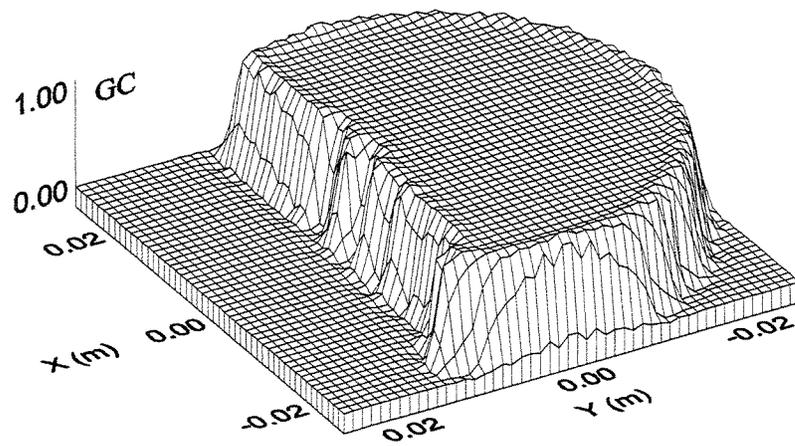


Figura 3.29 – Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 25,23% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem.

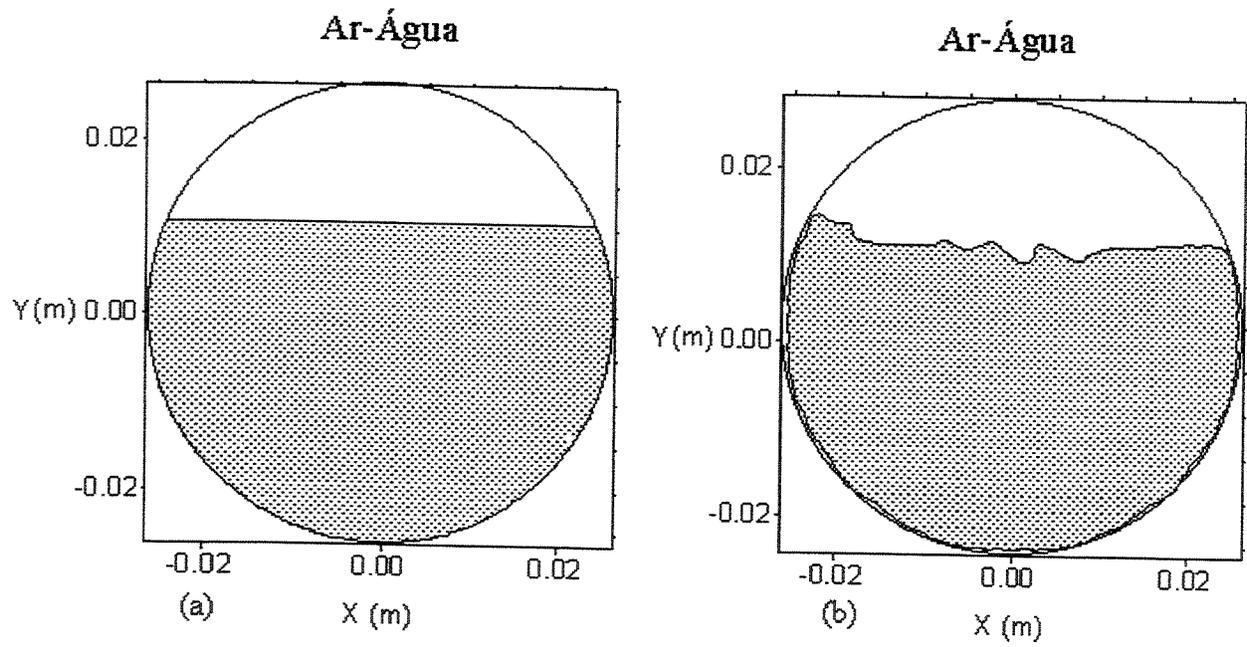


Figura 3.30 – Contornos do padrão estratificado ar-água idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 25,23% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água

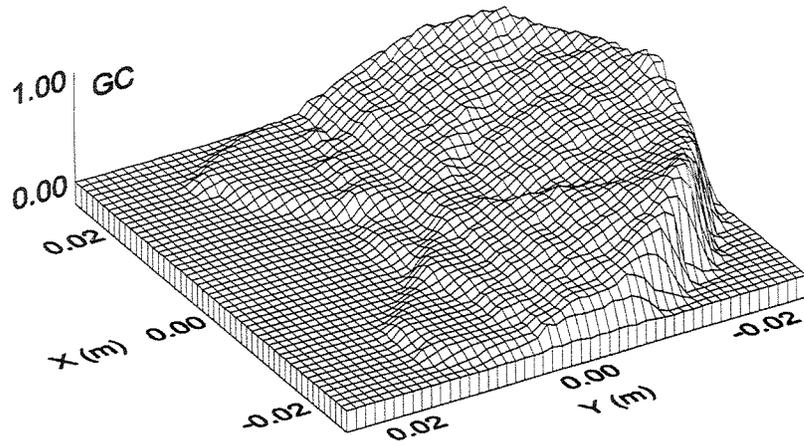


Figura 3.31 – Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 50% de fração de vazio sem utilizar a técnica de filtragem.

### Ar-Água

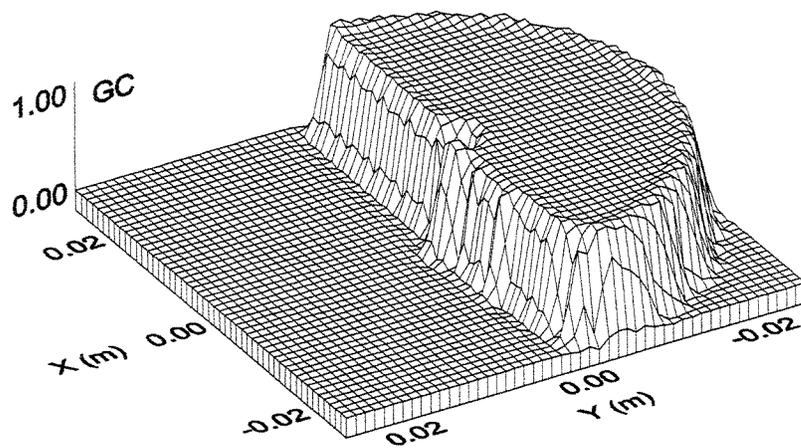


Figura 3.32 – Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 50% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem.

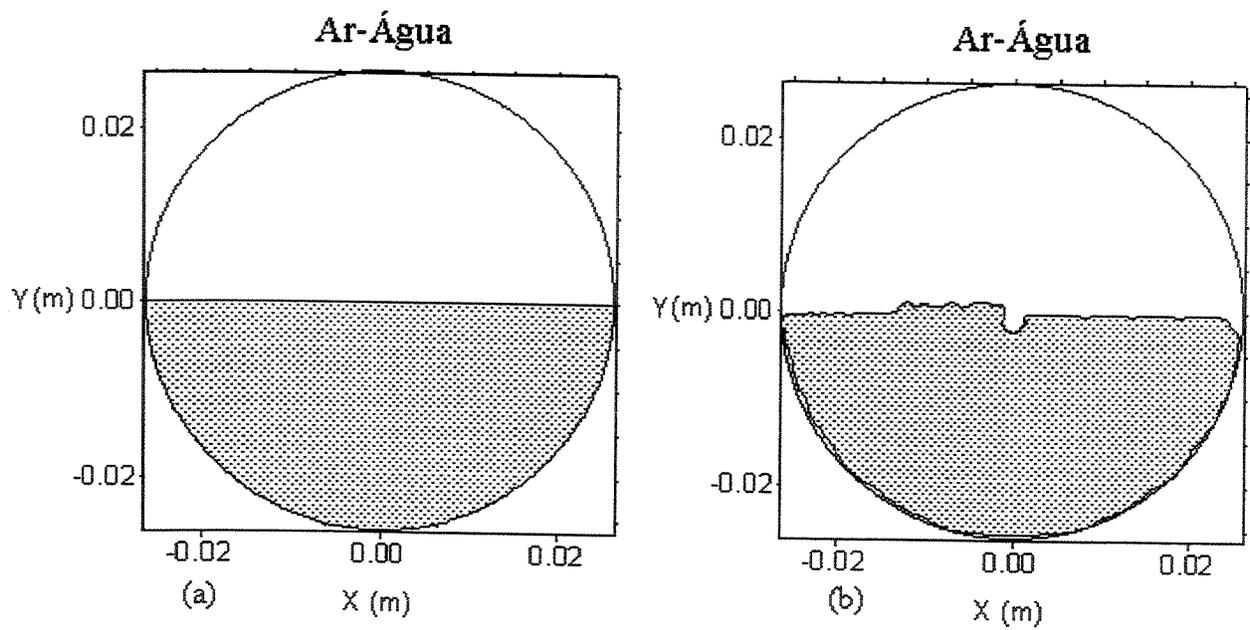


Figura 3.33 – Contornos do padrão estratificado ar-água idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 50,00% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água

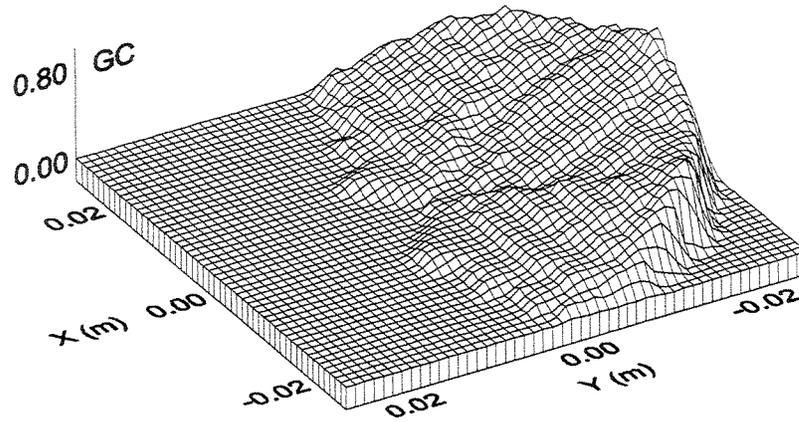


Figura 3.34 – Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 74,77% de fração de vazio sem utilizar a técnica de filtragem.

### Ar-Água

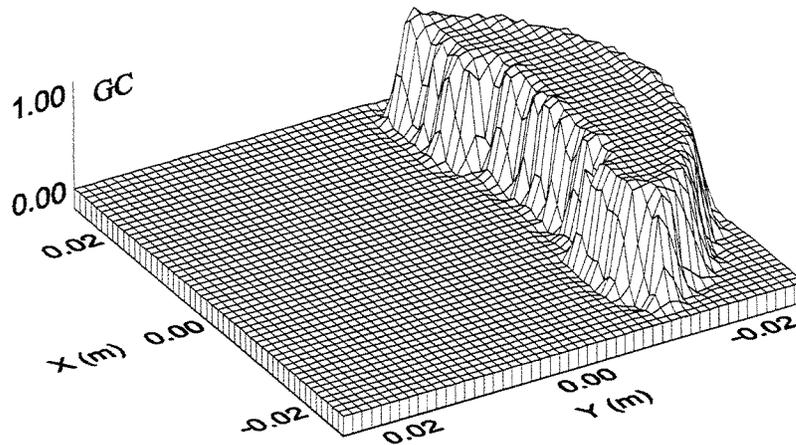


Figura 3.35 – Imagem simulando o padrão estratificado ar-água com 74,77% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem.

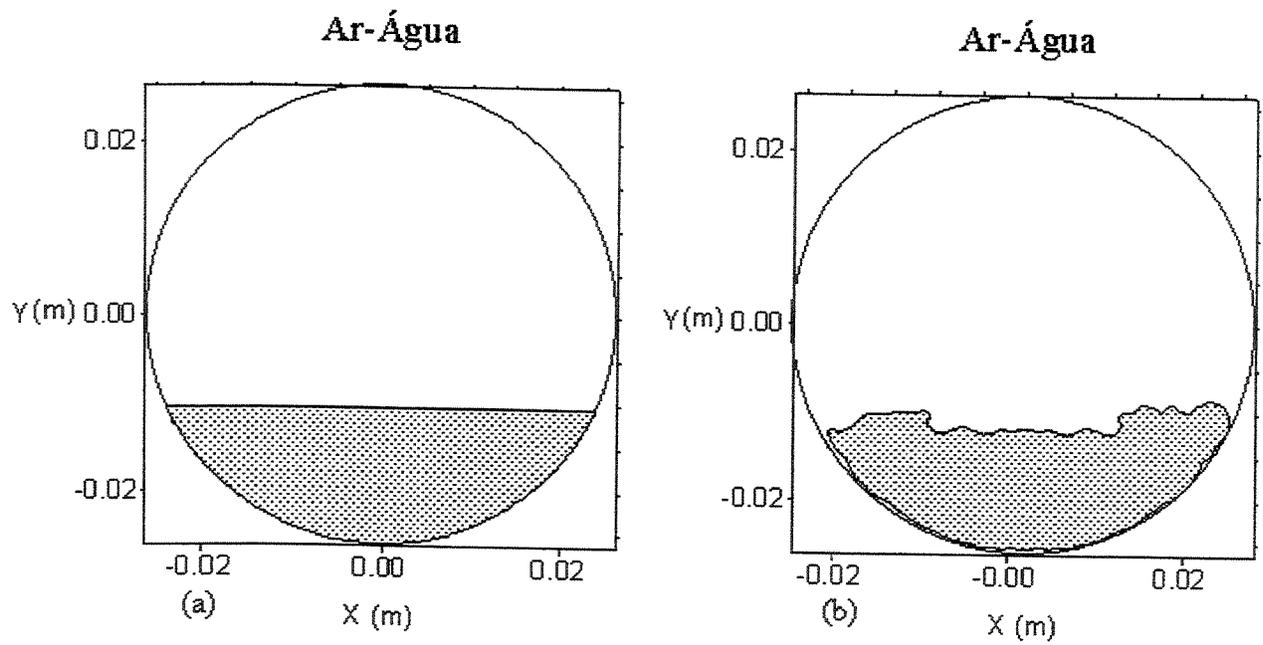


Figura 3.36 – Contornos do padrão estratificado ar-água idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 74,77% utilizando a técnica de filtragem.

### 3.11.2 – Imagem numérica da combinação água-nylon

Definimos fração de vazio ( $\alpha$ ) na composição multifásica água-nylon como a razão entre a área ocupada pelo nylon e a área da região interna do sensor e a fração de líquido ( $\beta$ ) como sendo  $1 - \alpha$ .

A imagem numérica da composição água-nylon simula o padrão anular concêntrico na fração de vazio ( $\alpha$ ) de 19,05% e foi obtida utilizando o recurso do nível de corte. A Figura 3.37 apresenta a imagem de superfície deste padrão. A Figura 3.38(a) e 3.38(b) apresentam as imagens de contorno da interface do padrão idealizado e do padrão simulado respectivamente.

## Água-Nylon

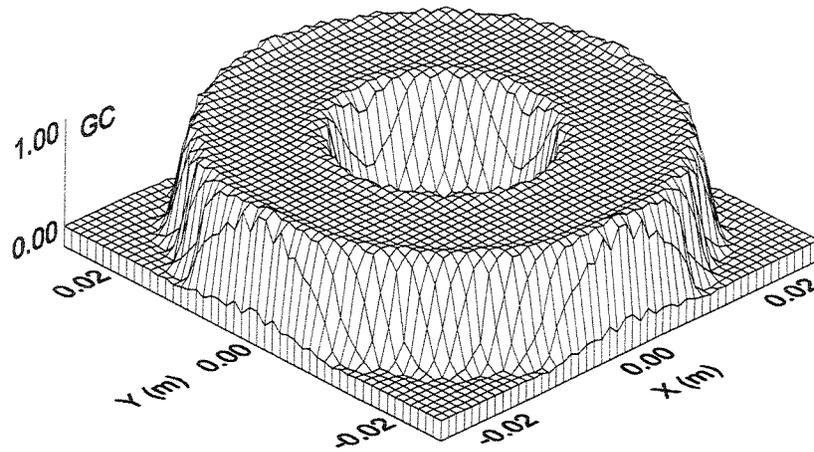


Figura 3.37 – Imagem simulando o padrão anular concêntrico água-nylon com 19,05% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem.

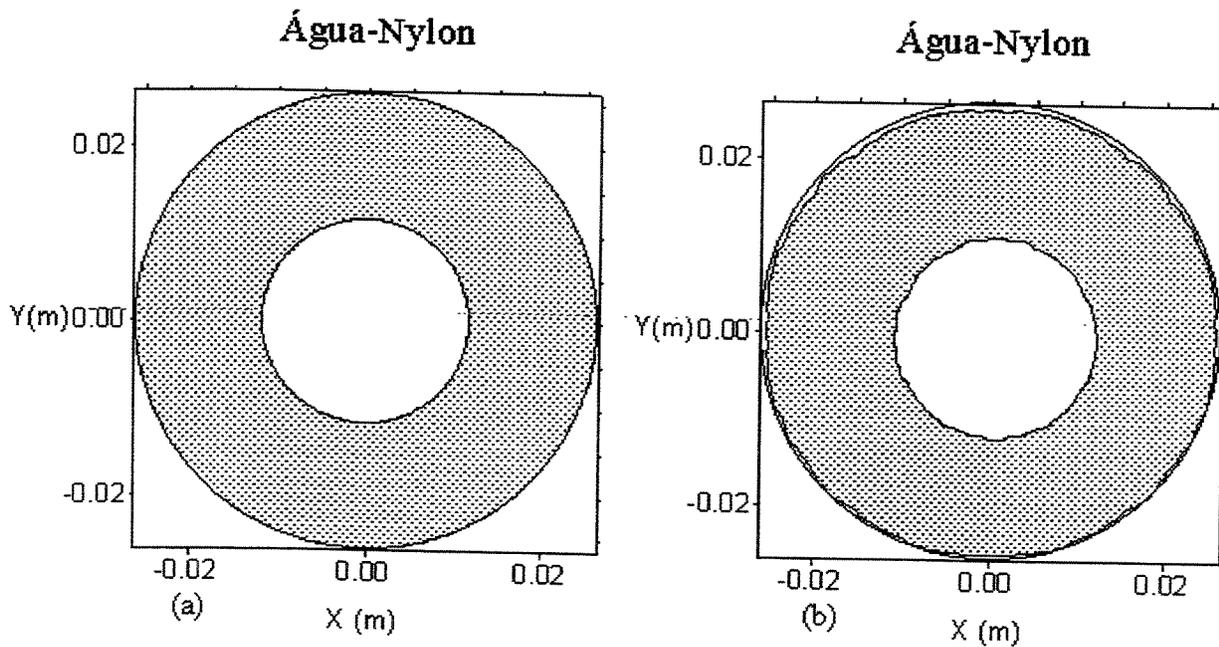


Figura 3.38 – Contornos do padrão anular concêntrico água-nylon idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

### 3.11.3 – Imagem numérica da combinação ar-nylon

Apesar de não se ter líquido neste tipo de composição multifásica resolvemos manter a denominação de fração de líquido ( $\beta$ ) como sendo  $1 - \alpha$  para evitar uma multiplicidade de termos para o complemento da fração de vazio. Sendo assim nesta composição a fração de líquido é entendida como a parte que o gás ocupa na região interna do sensor e a fração de vazio ( $\alpha$ ) na como a razão entre a área ocupada pelo nylon e a área da região interna do sensor.

A imagem numérica da composição ar-nylon simula o padrão *core-flow* na fração de vazio ( $\alpha$ ) de 19,05% e foi obtida utilizando o recurso do nível de corte. A Figura 3.39 apresenta a imagem de superfície deste padrão. A Figura 3.40(a) e 3.40(b) apresentam as imagens de contorno da interface do padrão idealizado e do padrão simulado respectivamente.

### Ar-Nylon

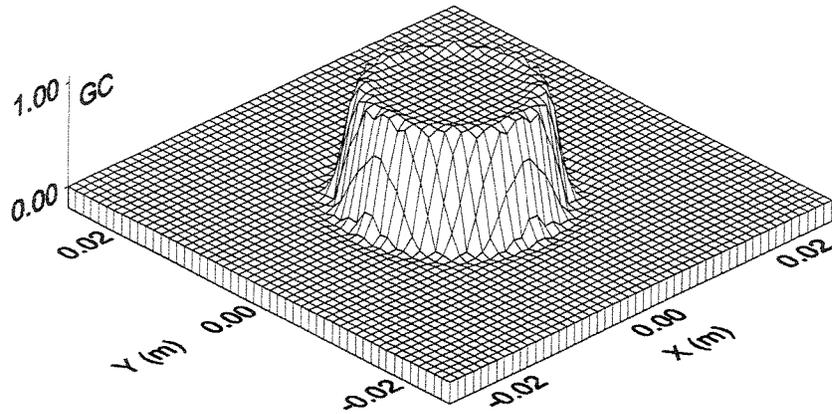


Figura 3.39 – Imagem simulando o padrão *core-flow* ar-nylon com 19,05% de fração de vazio utilizando a técnica de filtragem.

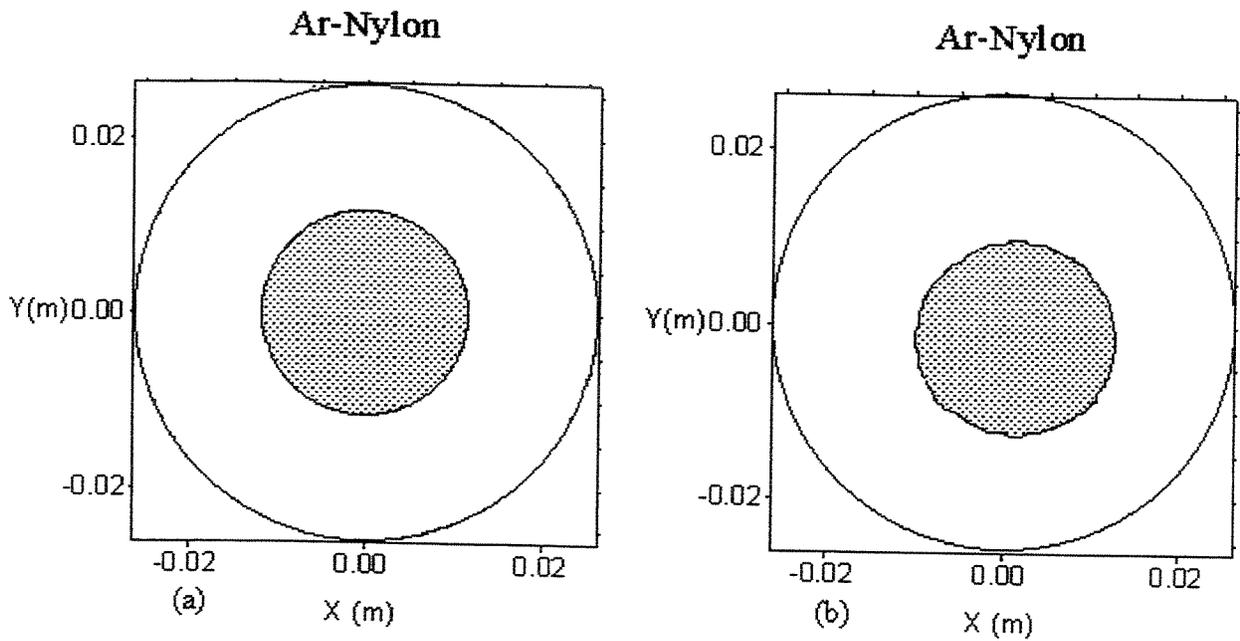


Figura 3.40 – Contornos do padrão *core-flow* ar-nylon idealizado (a) e simulado (b) para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

## **Capítulo 4**

### **Procedimento Experimental**

Este capítulo descreve o procedimento experimental, iniciando com uma descrição do aparato em sua dimensão física e funcional, aí incluído todo o sistema de obtenção e operacionalização dos dados. Em seguida, considera-se a metodologia usada na calibração do transdutor, no cálculo da incerteza dos valores de capacitância, na determinação da fração de vazio e na aquisição dos dados experimentais para a reconstrução das imagens.

#### **4.1 – Descrição do experimento**

Uma descrição de todo o sistema usado para os testes experimentais de tomografia neste trabalho é visto no diagrama de blocos na Figura 4.1. Este diagrama mostra as partes componentes de cada bloco e nos itens que se seguem serão descritas as particularidades destas partes.

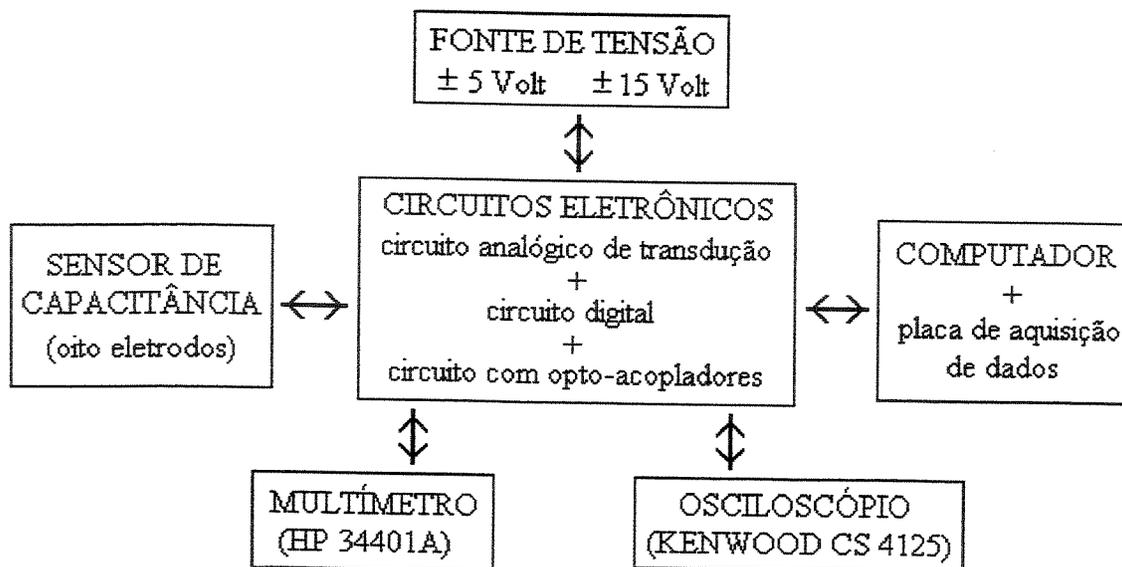


Figura 4.1 – Diagrama em blocos do experimento

#### 4.2 – Sensor de capacitância

O sensor de capacitância é uma parte do sistema de tomografia em cujo interior se encontra o objeto (líquido, gás etc.) alvo das medidas de capacitância para a construção das imagens. Esse sensor é construído usando-se um tubo de acrílico com 30mm de raio externo, e 26,35mm de raio interno e uma espessura de parede de 3,65mm. Colados em uma disposição radial na parte externa desse tubo a uma mesma altura (Figura 4.2) e igualmente espaçados encontram-se oito eletrodos com 100mm de comprimento e 0,1mm de espessura. As extremidades de cada um desses eletrodos formam um ângulo de  $41^{\circ}$  (graus) no centro do tubo sensor e o espaçamento entre dois eletrodos quaisquer forma um ângulo de  $4^{\circ}$  (graus) no centro do tubo. Uma visão detalhada do sensor com os eletrodos pode ser vista nas Figuras 4.2 e 4.3.

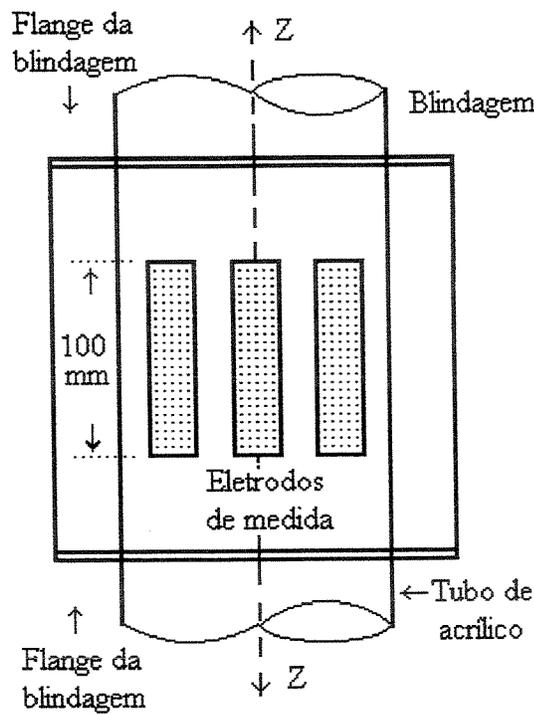


Figura 4.2 – Vista dos eletrodos de medida no tubo sensor.

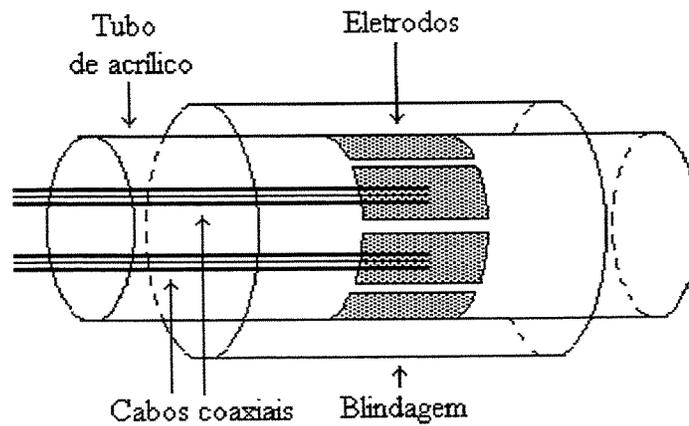


Figura 4.3 – Vista dos eletrodos do sensor envolvidos pela blindagem.

Soldados na superfície de cada um dos oito eletrodos de medida encontram-se oito cabos coaxiais com impedância de 53 Ohm encarregados de conduzir os sinais elétricos (Figura 4.3).

Envolvendo radialmente a parte externa do tubo sensor onde se encontram os oito eletrodos de medida encontra-se uma blindagem aterrada que tem a finalidade de proteger o circuito de campos eletromagnéticos externos. Essa blindagem é feita de alumínio e encontra-se a uma distância de 15mm dos eletrodos apoiada em dois flanges de PVC também forrados (blindados) com alumínio, aterrados e colocados um em cada extremidade dos eletrodos.

### 4.3 – Circuitos eletrônicos

O circuito eletrônico é composto de três módulos: o circuito analógico de transdução, o circuito digital para a multiplexagem dos sinais e um circuito composto por opto-acopladores que faz a interface com a placa de aquisição de dados. Os circuitos eletrônicos são alimentados por uma fonte chaveada e estabilizada fornecendo tensões de  $\pm 15V$  e  $\pm 5V$ . Esta fonte é alimentada e aterrada em uma rede elétrica estabilizada de 110V. Um diagrama em blocos da relação entre esses circuitos é vista na Figura 4.4.

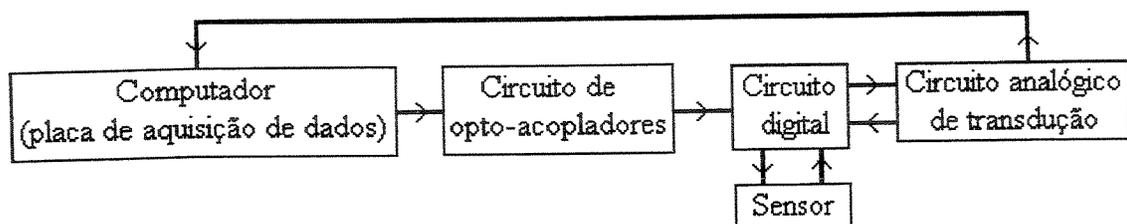


Figura 4.4 – Diagrama em blocos dos circuitos.

#### 4.3.1 – Circuito analógico de transdução

As primeiras técnicas de medida de capacitância com eletrodos flutuantes foram baseadas nos métodos em ponte AC (ponte de Wheatstone). Neste caso, um dos braços da ponte representa uma capacitância e uma resistência de referência. Quando a capacitância e a resistência a serem medidas são próximas dos valores de referência, alta sensibilidade pode ser obtida. Os componentes de referência devem ser cuidadosamente escolhidos. Porém, os métodos em ponte são sensíveis a mudanças das condições ambientais, por exemplo, variações de temperatura ou umidade, que afetam o desempenho dos componentes de referência.

Uma das técnicas mais recentes baseia-se no princípio de conversão de uma corrente alternada (proporcional à capacitância e obtida na placa do eletrodo sensor) em sinal de tensão. Posteriormente, este sinal de tensão AC é convertido em sinal DC, como mostrado na Figura 4.5. Um circuito transdutor de capacitância que utiliza esta técnica adequadamente é imune a variações das condições ambientais.

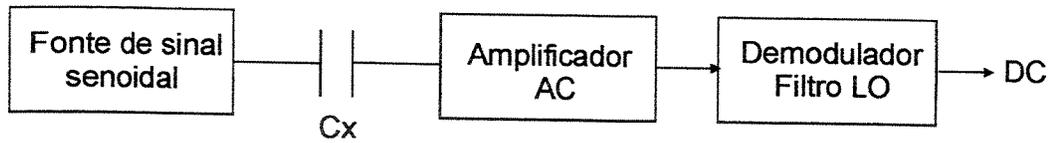


Figura 4.5 – Esquema simplificado do circuito AC

Mariolli et alli (1993) desenvolveram um circuito eletrônico que utiliza a técnica citada para medir pequenas variações de capacitância e condutância utilizando um circuito de realimentação com integrador. Neste trabalho, um protótipo de circuito transdutor de capacitância foi desenvolvido baseado no trabalho de Mariolli et alli (1993). A Figura 4.6 apresenta o diagrama em blocos do circuito eletrônico do transdutor.

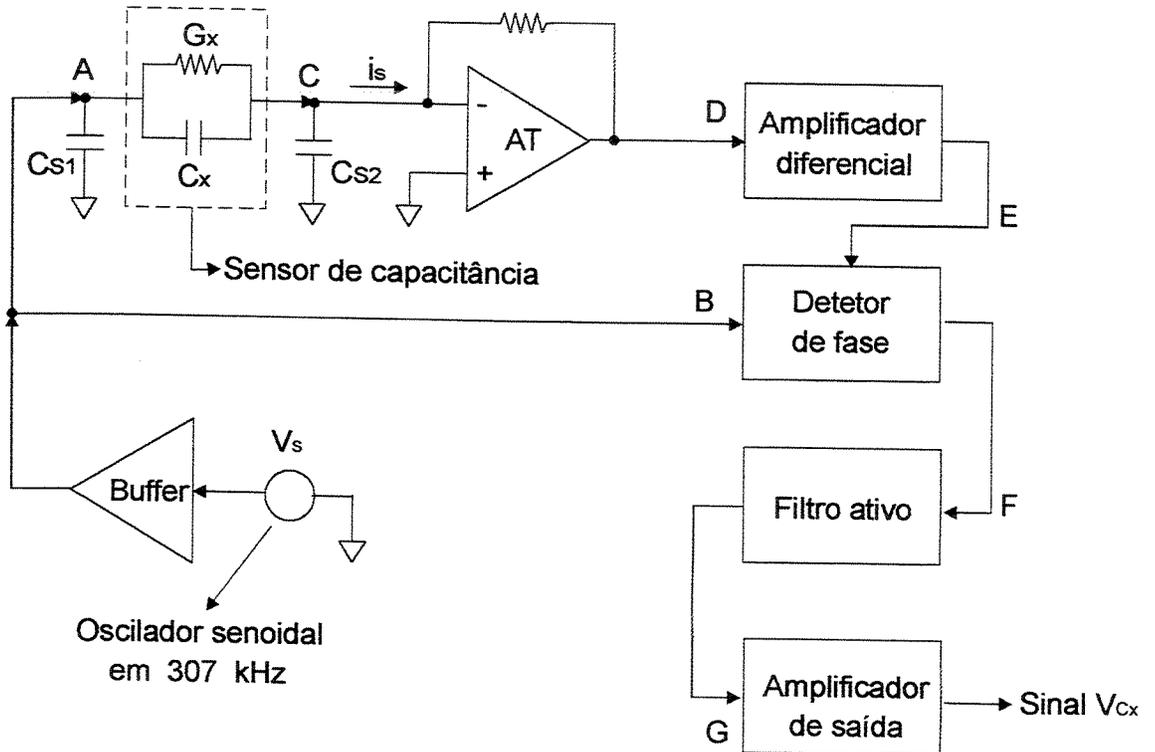


Figura 4.6. Diagrama em blocos do transdutor de capacitância.

Um oscilador a cristal fornece o sinal senoidal  $V_s$  com frequência de 307 kHz e amplitude de 3,5 V<sub>P.P.</sub> Este circuito possui uma impedância de saída relativamente alta e requer que um

amplificador de corrente (*buffer*) seja ligado à sua saída. O sinal proveniente do “*buffer*” é injetado em um dos eletrodos que compõe as placas sensoras através do condutor  $A$  (cabo blindado) e numa das entradas do detector de fase.  $C_x$  representa a capacitância e  $G_x$  é a condutância elétrica entre os eletrodos. A corrente de saída do sensor através do condutor  $C$  (cabo coaxial) possui duas componentes: uma deslocada  $90^\circ$  em relação à  $V_s$  devido ao efeito de  $C_x$  e outra em fase com  $V_s$  devido à  $G_x$ .

Os cabos coaxiais que conduzem o sinal do *buffer* até o sensor e do sensor até o amplificador de transimpedância (AT na Figura 4.6) possuem reatâncias parasitas em relação ao potencial de terra. Essas reatâncias parasitas estão representadas pelos capacitores  $C_{S1}$  e  $C_{S2}$  respectivamente na Figura 4.6. A capacitância  $C_{S1}$  não influi na medida de capacitância  $C_x$ , porém,  $C_{S2}$  influi. O condutor  $C$  que conduz o sinal do sensor é conectado no terra virtual do circuito (entrada do circuito) e a condição de terra virtual nesse condutor  $C$  é difícil de ser alcançada satisfatoriamente e existem duas formas de evitar, ou melhor, de minimizar o efeito de  $C_{S2}$  utilizar cabos de mais alta impedância e de comprimento menor possível. De outra forma, é importante ressaltar que quanto mais baixa a frequência do sinal de excitação menor o efeito de  $C_{S2}$ , o que foi considerado durante a etapa de projeto do transdutor sem penalizar sua sensibilidade ou estabilidade.

Finalmente, a corrente ( $i_s$ ) é convertida proporcionalmente em um sinal de tensão pelo amplificador de transimpedância  $AT$ , sendo posteriormente amplificado cerca de cem vezes pelo circuito amplificador diferencial. A componente DC do sinal proporcional à diferença de fase entre os sinais do amplificador diferencial e aquele usado como referência proveniente do oscilador local é separada no bloco detector de fase (seno do ângulo de defasagem dos sinais), porém, restando ainda uma pequena componente de 307 kHz. Fica claro que qualquer sinal fora de  $0^\circ$  está associado ao efeito da capacitância. O sinal passa pelo filtro ativo passa-baixa de um pólo com resposta *Butterworth* e eficiência de 60 dB em torno de 1,0 kHz. Finalmente, o sinal DC é amplificado 10 vezes antes da saída  $V_{cx}$  que possui as variações dinâmicas e estáticas de  $C_x$ . A medida estática da capacitância corresponde ao valor médio de tensão fornecido pelo circuito transdutor para uma determinada capacitância e a medida dinâmica corresponde às variações em

torno desse valor médio. Quanto mais sensível for o circuito mais ele pode captar as variações dinâmicas.

#### 4.3.2 – Circuito digital de multiplexagem

O circuito digital de multiplexagem se encontra entre o circuito de opto-acopladores e o circuito analógico de transdução (Figura 4.7). Esse circuito é responsável pelas saídas dos sinais senoidais para os eletrodos fonte e pelas entradas dos sinais de tensão vindos do circuito transdutor. A Figura 4.7 apresenta apenas a metade do circuito digital de multiplexagem responsável pelas entradas e saídas dos sinais dos eletrodos 1, 2, 3 e 4. Os outros eletrodos (5, 6, 7 e 8) estão conectados de igual forma a outra metade do circuito.

Para a construção deste circuito foram testadas algumas chaves CMOS (Complementary Metal Oxide Silice) até se encontrar uma que garantisse um alta resistência à fuga quando a mesma se encontrasse desabilitada. Algumas das chaves testadas não apresentaram bom desempenho, pois mesmo quando se encontrava desabilitada era possível se detectar uma fuga de tensão de até 40mv influenciando o sinal medido das outras chaves. Então escolhemos um componente multiplexador/demultiplexador HCC-4051B com oito canais simples de saída/entrada para controlar as entradas e saídas dos sinais. Esse componente apesar de ter oito saídas/entradas usou-se um para cada eletrodo fonte e um para cada eletrodo sensor devido ao fato de não se ter um bom isolamento entre as entradas ou saídas de um mesmo componente. Nesta configuração o multiplexador HCC-4051B apresentou uma fuga de sinal de menos de 1mV e esse sinal é uma centena de vezes menor do que a menor medida.

O circuito digital de multiplexagem ficou composto por 16 componentes sendo 8 deles usados para controlar o sinal senoidal para os eletrodos fonte e os outros oito restantes para controlar o recebimento dos sinais vindos dos eletrodos quando eles forem sensores. A ligação de todo conjunto eletrônico com o meio exterior é feita através do circuito digital de multiplexagem por meio de terminais do tipo BNC onde são conectados cabos coaxiais. Esses terminais BNC são numerados de 1 (um) até 8 (oito) e em uma medida de capacitância escolhe-se dois deles sendo um para a saída (fonte) e o outro para a entrada (sensor) dos sinais.

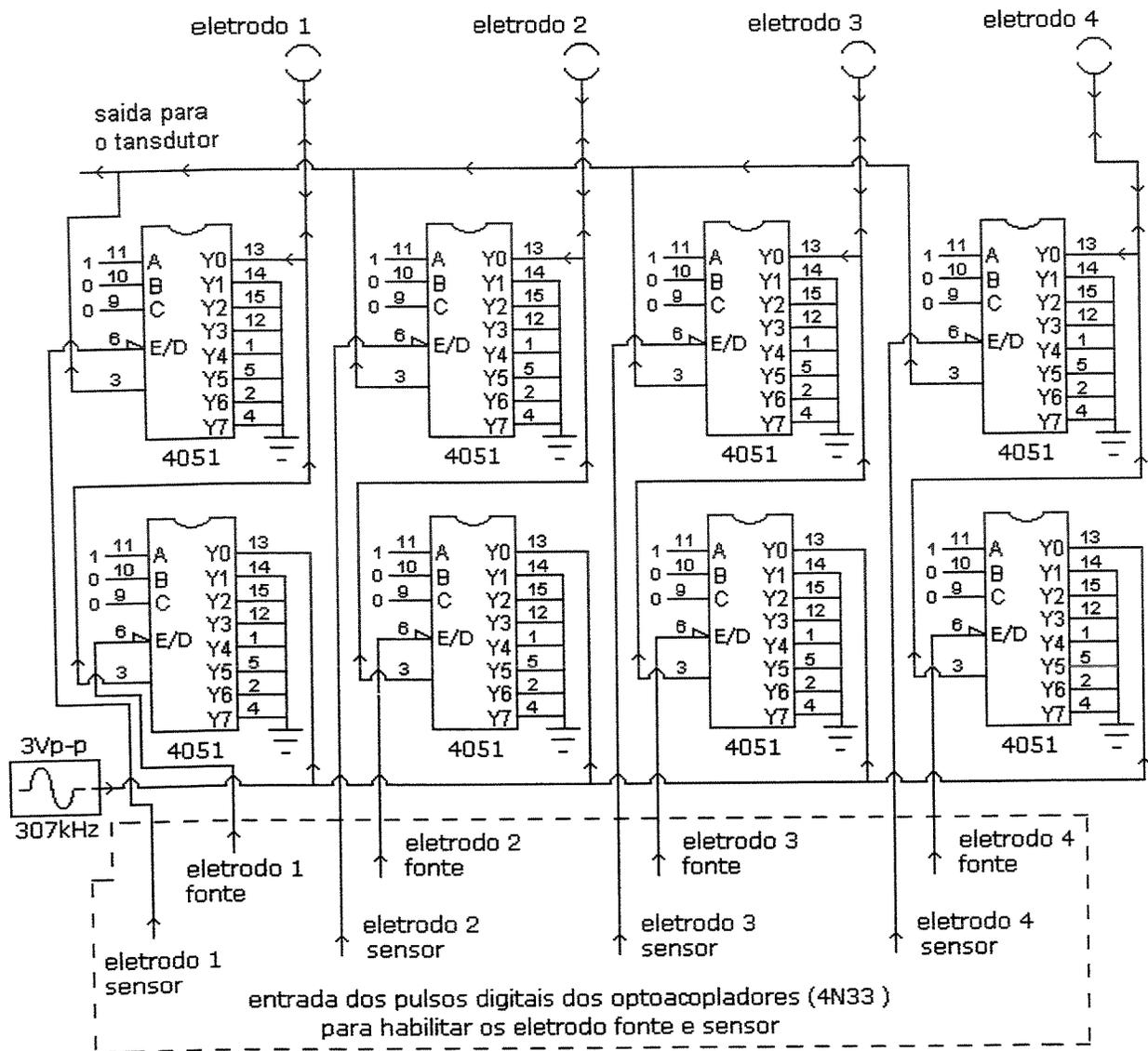


Figura 4.7 – Diagrama eletrônico apresentando metade do circuito de multiplexagem.

### 4.3.3 – Circuito para interface com o computador (opto-acopladores)

A interface entre a placa de aquisição de dados (computador) e o circuito digital de multiplexagem é feita pelo circuito de opto-acopladores. Esse circuito foi elaborado com a finalidade de proteção da placa de aquisição de dados contra curto-circuito e é composto de duas

partes: uma em conexão com o circuito digital dos eletrodos fonte e a outra em conexão com o circuito digital dos eletrodos sensores (Figuras 4.8 e 4.9). O circuito de opto-acopladores recebe os pulsos de cinco volts vindo do computador e libera um outro sinal de cinco volts vindo da fonte de alimentação para o circuito digital de multiplexagem, que por sua vez controlará a saída do sinal senoidal para o eletrodo fonte e a entrada do sinal vindo do eletrodo sensor.

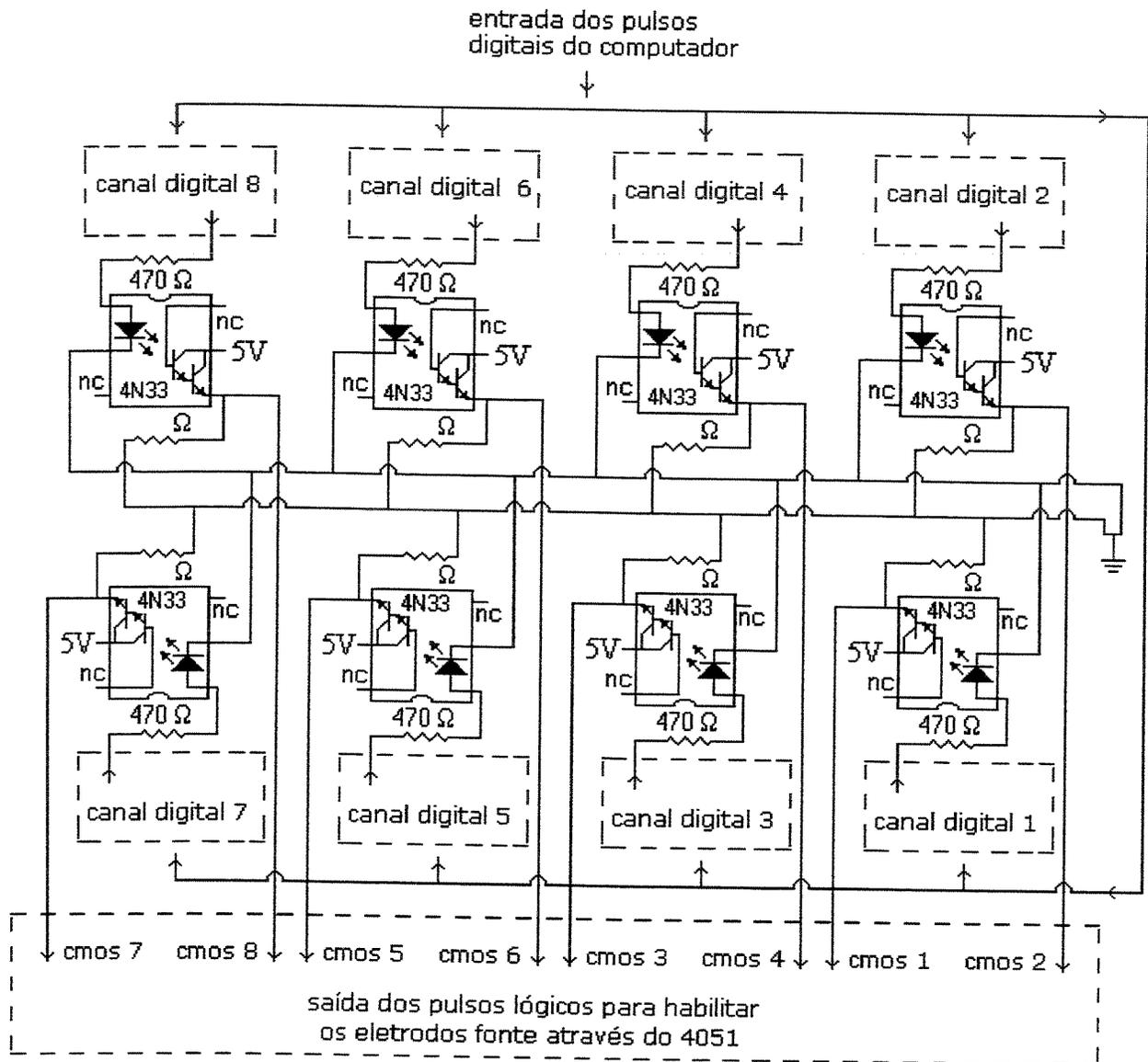


Figura 4.8 – Circuito eletrônico com opto-acopladores dos eletrodos fonte.

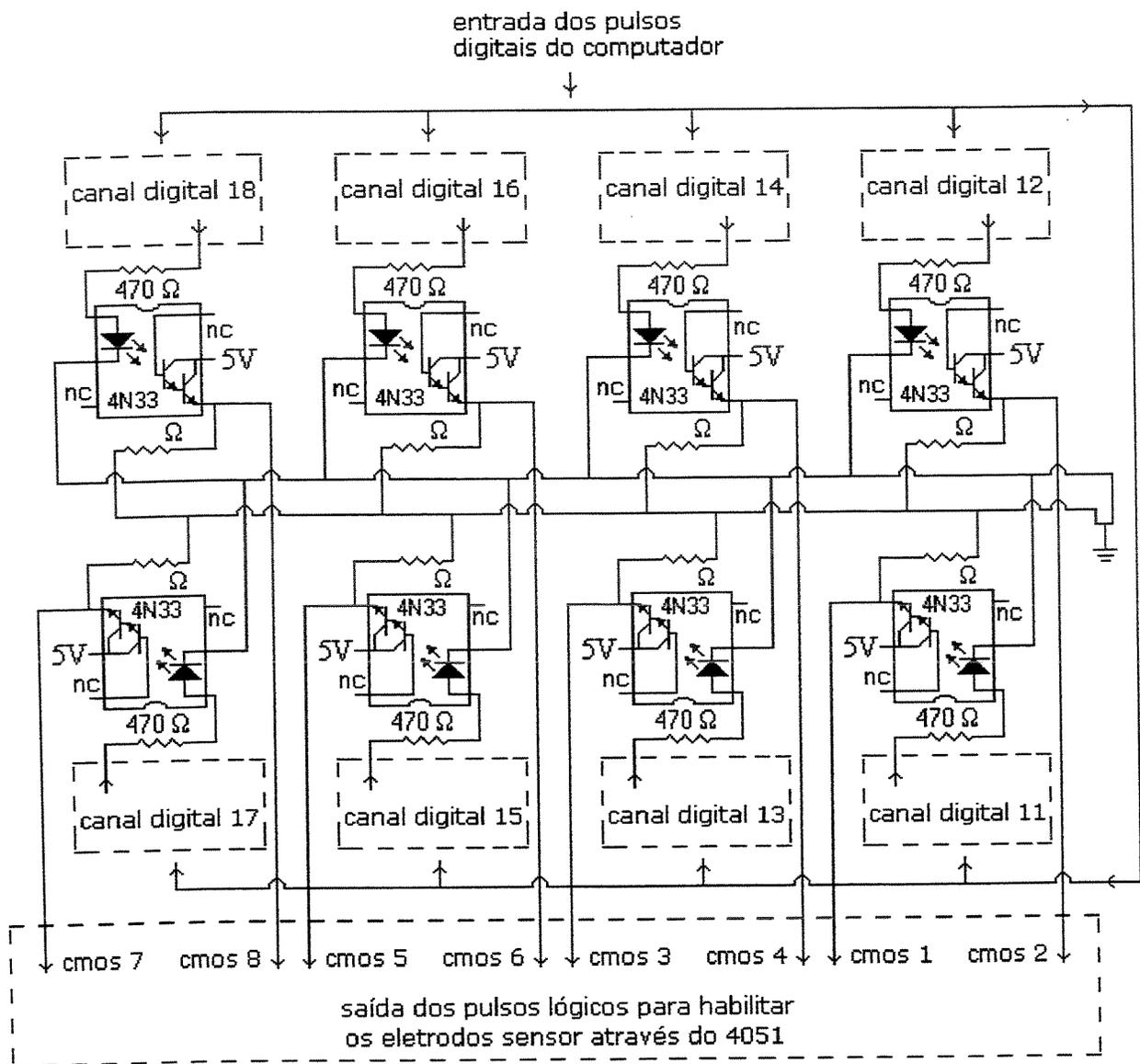


Figura 4.9 – Circuito eletrônico com opto-acopladores dos eletrodos sensores.

#### 4.3.4 – Computador e placa de aquisição de dados

Para o sistema de aquisição de dados utilizou-se um computador Pentium com 32 Mb de Ram e uma placa para aquisição de dados comercializada pela LYNX de referência CAD 12/32. Essa placa possui como características 16 canais analógicos de leitura, 16 canais digitais de saída e 16 canais digitais de entrada, um conversor analógico-digital de 12 bits e um tempo de conversão de 32 $\mu$ s.

Em nosso experimento utilizamos apenas um canal analógico de entrada para leitura dos valores de tensão vindos do circuito e não se fez necessário a utilização do condicionador de sinal, pois o transdutor de capacitância utilizado já trata o sinal vindo dos eletrodos sensores filtrando e amplificando e a entrada analógica da placa serve apenas como armazenamento dos sinais de tensão obtidos.

Para controlar a multiplexagem dos pares de eletrodos envolvidos em cada uma das medidas foi elaborado um programa em linguagem "C". Através desse programa pode-se controlar diversos parâmetros do sistema de aquisição de dados como: quantidade de medidas para cada par de eletrodos e realização de uma média aritmética simples, taxa de aquisição, velocidade de aquisição.

#### 4.4 – Calibração do transdutor

Para calibrar o transdutor de capacitância optou-se por construir um banco de capacitores composto por 16 capacitores cerâmicos do tipo NPO (com 1% de precisão) e esses capacitores foram depois calibrados por um equipamento de precisão. Para construção do banco de capacitores foi necessário construir-se um aparato em que os capacitores pudessem ficar dispostos no seu interior sem sofrer a interferência de campos eletromagnéticos externos nem influência de capacitâncias parasitas. Para isto foi confeccionada uma placa de circuito impresso e no lado cobreado da placa foram soldados os capacitores em ordem crescente de valores de capacitância e mantida uma boa distância entre eles, de modo a evitar a influência de um capacitor na medida de outro. As pernas dos capacitores foram mantidas as menores possíveis e logo após a solda os capacitores foram dobrados para ficarem encostados na placa, evitando a mobilidade. Esse lado da placa foi colocado para baixo e nessa posição é impossível qualquer contato com os capacitores. Esse procedimento tem a finalidade de evitar que, por qualquer motivo, o capacitor mude de posição, fato este que se ocorresse alteraria o valor de capacitância. A conexão da caixa metálica que contém os capacitores com outros equipamentos é feita através de dois cabos coaxiais que são acoplados através de terminais do tipo BNC blindados. A Figura 4.10 mostra parte da placa de circuito impresso com apenas sete dos dezesseis capacitores do banco no interior da caixa metálica.

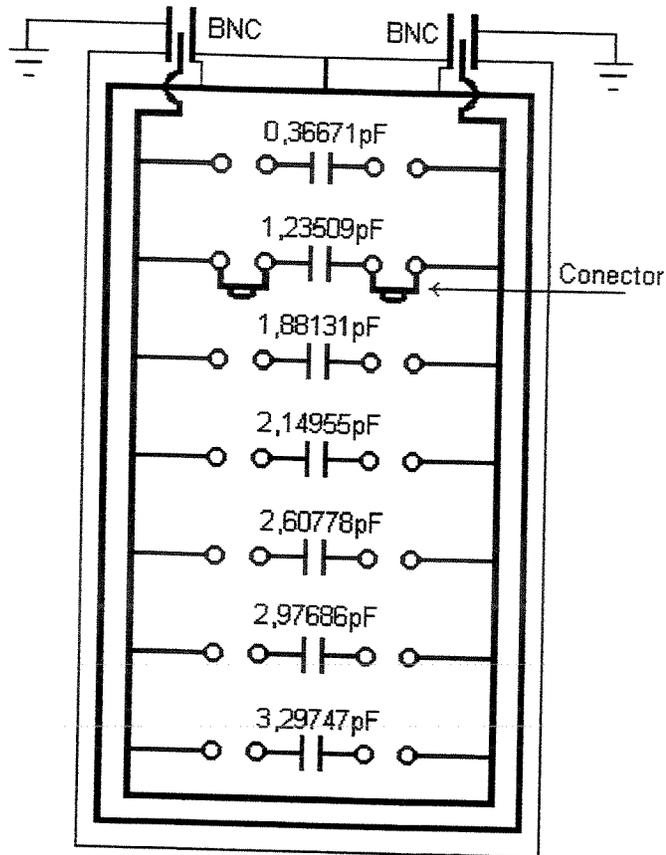


Figura 4.10 – Banco de capacitores utilizado na calibração do transdutor.

A oposição que um capacitor oferece ao fluxo de corrente alternada é chamada de reatância capacitiva. Quanto maior a capacitância, mais baixa será a reatância ou oposição ao fluxo de corrente alternada. Da mesma forma, quanto mais alta for a frequência menor será a oposição ao fluxo de corrente. A Equação 4.1 expressa matematicamente essa relação.

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (4.1)$$

$X_c$  = reatância capacitiva

$\pi$  = 3.14

$f$  = frequência

$C$  = capacitância

Explicitando a capacitância  $C$  na Equação 4.1 pode-se observar que ela varia inversamente com frequência, como também se aumentarmos a frequência ou a capacitância, a resistência irá diminuir.

Para garantir confiabilidade nos valores de capacitância o banco de capacitores foi calibrado na frequência de utilização do transdutor de capacitância que é de 307kHz. Sabe-se que a capacitância de um capacitor varia com a frequência e para quantificarmos essa variação utilizamos dois capacitores pertencentes ao banco de capacitores e medimos a sua capacitância com a ponte LCR em diversas frequências e com esses valores de capacitância construímos uma tabela e plotamos dois gráficos (Tabela 4.1 e Figuras 4.11 e 4.12).

Tabela 4.1 – Variação da capacitância com a frequência.

Capacitor 1,8813pF		Capacitor 2,6078pF	
Frequência (Hz)	Capacitância (pF)	Frequência (Hz)	Capacitância (pF)
1	2,0730	1	2,8050
2	2,0300	2	2,7523
4	2,0014	4	2,7313
8	1,9754	8	2,7042
15	1,9552	15	2,6832
30	1,9359	30	2,6629
60	1,9158	50	2,6493
120	1,9020	100	2,6322
250	1,8854	150	2,6223
500	1,8684	250	2,6101
1000	1,8470	500	2,5925
		800	2,5772
		1000	2,5672

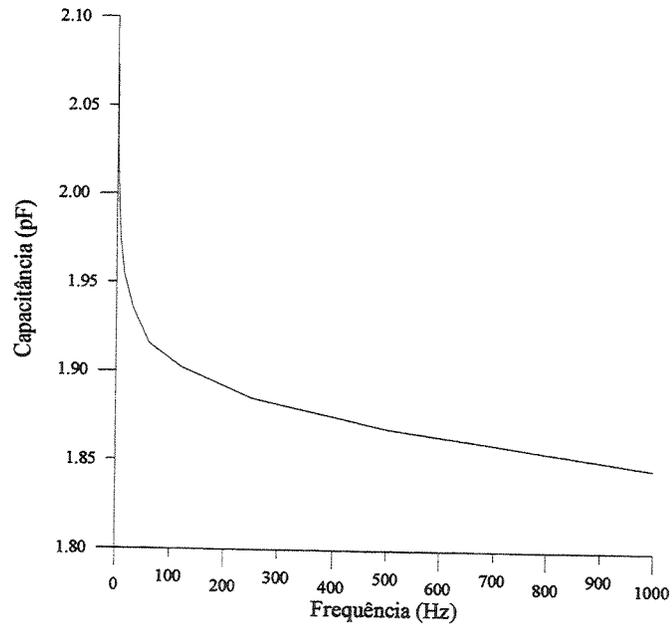


Figura 4.11 – Variação da capacitância com a frequência para um capacitor de 1,8813pF.

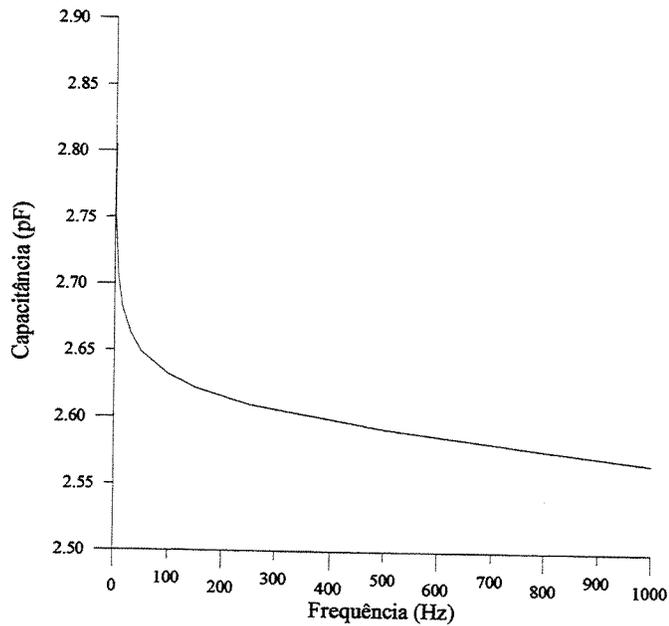


Figura 4.12 – Variação da capacitância com a frequência para um capacitor de 2,6078pF.

O banco de capacitores foi calibrado na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP usando-se uma ponte LCR da HP de referência HP4284A. Nas medidas de

capacitância, C, essa ponte fornece essas medidas com uma precisão de  $\pm 0,005\%(C)$  em todas as frequências de teste e com uma resolução de seis dígitos sobre toda a escala.

No momento da calibração o capacitor que vai ser calibrado tem seus terminais conectados à trilha que conduzirá o sinal elétrico até os terminais de saída enquanto os terminais dos outros capacitores permanecem desconectados, sem nenhum contato elétrico, portanto, não influenciando na medida do capacitor que está sendo calibrado.

Para a calibração do banco de capacitores foram realizadas quatro medidas de capacitância: duas em ordem crescente dos valores de capacitância e duas em ordem decrescente destes mesmos valores. Os valores de capacitância obtidos na calibração e o desvio padrão dos valores para cada capacitor podem ser vistos na Tabela 4.2. Um fato importante que se observou na calibração é que a utilização de cabos de tamanhos entre 0,30m e 1,20m não altera os valores das capacitâncias.

Tabela 4.2 – Valores de capacitância obtidos na calibração com a ponte LCR

Calibração dos capacitores com a ponte LCR – HP4284A						
Capacitor	Capacitância (pF)					
	1 <sup>a</sup> medida	2 <sup>a</sup> medida	3 <sup>a</sup> medida	4 <sup>a</sup> medida	média	Desvio padrão
1	0,36674	0,36672	0,36659	0,36678	0,36671	8,22141E-5
2	1,23478	1,23501	1,23587	1,23469	1,23509	5,38808E-4
3	1,88158	1,88126	1,88125	1,88115	1,88131	1,86716E-4
4	2,15109	2,14942	2,14877	2,14891	2,14955	1,06552E-3
5	2,60797	2,60752	2,60804	2,60757	2,60778	2,67908E-4
6	2,97685	2,97763	2,97704	2,97592	2,97686	7,09210E-4
7	3,29778	3,29768	3,29698	3,29745	3,29747	3,56253E-4
8	3,77546	3,77679	3,77495	3,77473	3,77548	9,23696E-4
9	4,16675	4,16833	4,16664	4,16673	4,16711	8,13228E-4
10	4,77967	4,78053	4,78146	4,78159	4,78081	8,96133E-4
11	5,31458	5,31491	5,31432	5,31439	5,31455	2,63851E-4
12	6,35681	6,35776	6,35711	6,35641	6,35702	5,69133E-4
13	7,52846	7,52973	7,52909	7,52819	7,52887	6,87500E-4
14	8,81571	8,81673	8,81626	8,81523	8,81598	6,51969E-4
15	10,6682	10,6685	10,6689	10,6685	10,6685	2,87203E-4
16	12,8644	12,8651	12,8656	12,8650	12,8650	4,92337E-4

#### 4.4.1 – Tempo de estabilização do circuito e teste de estabilidade

Uma precaução tomada antes de se iniciar a calibração do transdutor de capacitância foi verificar determinação do tempo de estabilização do circuito (*Warm-up*). O tempo de estabilização indica em quanto tempo depois de ligado o circuito, é possível realizar as medidas com a segurança de que o circuito já esteja na condição estável. Para realização deste teste inicialmente ligou-se todo o circuito elétrico e via computador habilitou-se no circuito digital de multiplexagem os conectores BNC 3 e 4 para serem fonte e sensor respectivamente. A esses terminais conectou-se o capacitor de 1,88131pF. Uma vez conectando o capacitor ao par aos terminais BNC ajustou-se através do potenciômetro ligado à entrada do amplificador de saída do circuito transdutor um potencial de 0,87047V em relação ao terra. Em seguida, foram realizadas 15 medidas de tensão, sendo uma a cada três minutos depois do circuito ser ligado. O número de medidas, o tempo e os valores de tensão obtidos nas medidas encontram-se na Tabela 4.3. e o gráfico mostrando o comportamento dos valores de tensão em função do tempo se encontram na Figura 4.13. Observa-se, tanto na tabela 4.3 como no gráfico 4.13, que a partir da quarta medida correspondendo a um tempo de 12 minutos os valores de tensão já sofreram um grande queda, em seguida caindo mais um pouco até a sétima medida para em seguida se estabilizar com os sinais de tensão flutuando em torno de um valor médio.

Tabela 4.3 – Teste para verificação do tempo de estabilização do transdutor de capacitância.

Número de medidas	Tempo (min)	Tensão ( V )
1	3	0,87047
2	6	0,86420
3	9	0,85978
4	12	0,85783
5	15	0,85762
6	18	0,85748
7	21	0,85710
8	24	0,85714
9	27	0,85716
10	30	0,85730
11	33	0,85723
12	36	0,85737
13	39	0,85730
14	42	0,85724
15	45	0,85731

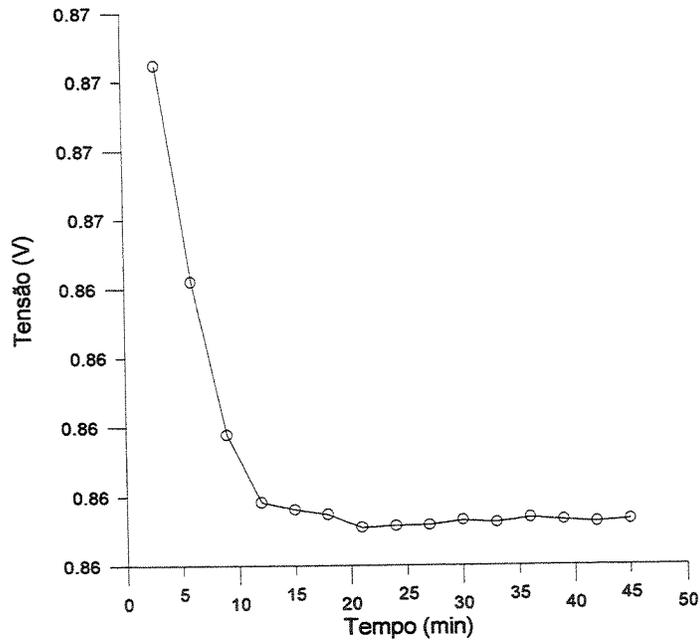


Figura 4.13 – Comportamento dos valores de tensão em função do tempo.

Para a determinação da estabilidade do circuito verificou-se a variação da linha base em relação ao tempo (*drift*) e para isso observou-se a variação de um sinal de tensão em um determinado intervalo de tempo conforme o seguinte procedimento: ligou-se o instrumento e esperou-se mais de trinta minutos até o circuito se estabilizar e depois de atingir esse tempo via computador habilitou-se no circuito digital de multiplexagem os conectores BNC 3 e 4 para serem fonte e sensor respectivamente e a esses terminais conectou-se o capacitor de 1,88131pF. Depois de conectado o capacitor aos terminais BNC ajustou-se através do potenciômetro ligado ao amplificador de saída do circuito transdutor um potencial de 1,00053V em relação ao terra e após 8 horas realizou-se outra leitura do sinal de tensão. A tabela 4.4 mostra os valores da tensão no início e depois de 8 horas e, os correspondentes valores de capacitância calculados através da curva de calibração e o *drift* de 0,00162V.

Tabela 4.4 – Valores de tensão e variação da linha base

09:00hs	17:00hs	V1 – V2 (V)
V1 (V)	V2 (V)	0,00162
1,00053	0,99891	

#### 4.4.2 – Operação de calibração do transdutor

Tendo-se determinado o tempo de estabilização do circuito e observado a baixa variação da linha base (baixo drift) partiu-se para a calibração do circuito transdutor. A calibração foi realizada para o conjunto, ou seja: todo o circuito eletrônico juntamente com o computador, os cabos de saída digital e o cabo de entrada dos sinais analógicos de tensão foram considerados um único bloco.

A calibração do conjunto transdutor de capacitância obedeceu o seguinte procedimento: ligou-se todo o conjunto eletrônico e esperou-se mais de trinta minutos para o circuito se estabilizar. Atingido esse tempo via computador habilitou-se no circuito digital de multiplexagem os conectores BNC 3 e 4 para serem fonte e sensor respectivamente e a esses terminais conectou-se o capacitor de 1,88131pF. Uma vez conectando o capacitor ao par aos terminais BNC ajustou-se através do potenciômetro ligado a entrada do amplificador de saída do circuito transdutor um potencial de 0,96490V em relação ao terra. Tendo-se ajustado esse potencial foram iniciadas as medidas de tensão para cada um dos capacitores. Foram tomadas 32 medidas de tensão para cada um dos capacitores, sendo 16 em ordem crescente e 16 em ordem decrescente dos valores. Das 32 medidas de tensão para cada capacitor foi feita uma média aritmética e esses valores médios foram usados na construção da curva de calibração tensão-capacitância. A curva tensão-capacitância com todos os valores está representada na Figura 4.14. Nesta Figura observa-se que a partir do capacitor de valor 7,52887pF a curva perde fortemente a linearidade.

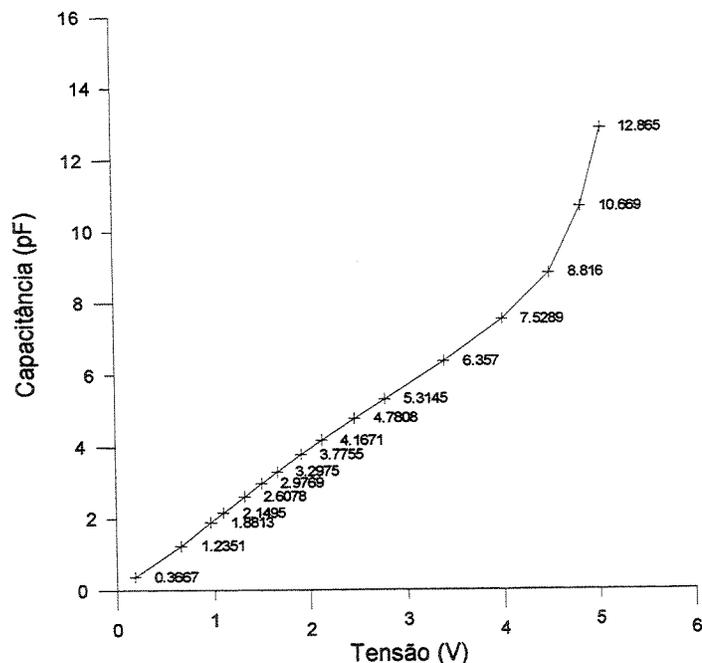


Figura 4.14 – Curva de tensão-capacitância do transdutor.

Para a curva de calibração do transdutor usou-se apenas os 13 primeiros pontos onde a curva se comporta de maneira linear. Esses 13 pontos abrangem um intervalo de valores de capacitância entre 0,36671pF e 7,52887pF. Os valores de capacitância medidos experimentalmente estarão estar inseridos dentro deste intervalo. Eliminando os últimos 3 pontos e efetuando-se uma regressão linear sobre o restante, obteve-se uma reta vista na Figura 4.15. A regressão linear foi efetuada usando-se o sistema gráfico GRAPHER.

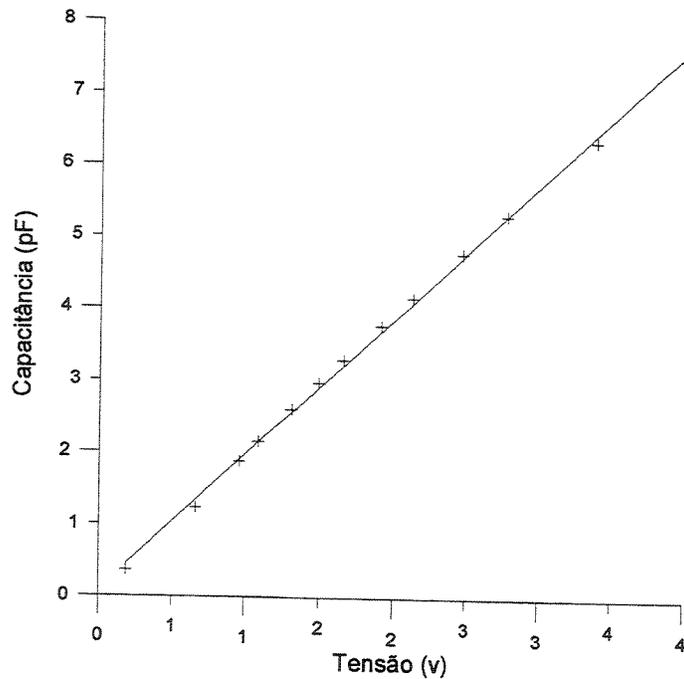


Figura 4.15 – Curva de calibração do transdutor

A equação que representa a curva de calibração do transdutor obtida através de uma regressão linear dos pontos da Figura 4.15 é mostrada na Equação 4.2, que tem um coeficiente de determinação da regressão de 0,9987.

$$C = 1,87396 \cdot V + 0,107479 \quad (4.2)$$

#### 4.4.3 – Incerteza nos valores das capacitâncias

A incerteza em um valor de capacitância obtido através da curva de calibração do transdutor será calculado para um intervalo de confiança de 95% usando a distribuição *t* de *Student*. Essa incerteza será uma composição da incerteza proveniente da calibração do banco de capacitores (erro sistemático) associado com a incerteza proveniente da regressão linear (erro aleatório).

A incerteza nos valores de capacitância do banco de capacitores envolve o erro sistemático (erro de bias) do instrumento de calibração mais o erro aleatório da calibração que é representado pelo valor  $t$  de *student* multiplicado pelo desvio padrão (Equação 4.3).

$$E_{bc} = \sqrt{(B)^2 + (t \cdot S)^2} \quad (4.3)$$

$E_{bc}$  = incerteza nos valores de capacitância do banco de capacitores

$B$  = erro sistemático do instrumento de calibração

$t$  =  $t$  de *student*

$S$  = desvio padrão

O erro sistemático na calibração do banco de capacitores é dado pela precisão do instrumento de calibração (HP4284A) que é de  $\pm 0,0005(C)$  ( $\pm 0,0005$  do valor da capacitância medida). O  $t$  de *Student* para 4 amostras tem o valor de 2,78 e na Tabela 4.2 escolheremos o maior desvio padrão de todas as amostras ( $1,06552E-3$ ) para garantir que a incerteza calculada com este valor é a maior incerteza. Substituindo os valores na expressão do erro (Equação 4.3) encontraremos uma incerteza nos valores dos capacitores de  $\pm 0,00315pF$ .

A incerteza nos valores das capacitâncias obtidas através da curva de calibração é calculada através da Equação 4.4.

$$E_{\alpha} = \sqrt{(E_{bc})^2 + \left( t \cdot \frac{S_y}{\sqrt{Na}} \right)^2} \quad (4.4)$$

$$S_y = \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{(y_i - y_{ci})^2}{v}} \quad (4.5)$$

$$v = Np - (m + 1) \quad (4.6)$$

$E_{\infty}$  = incerteza em um valor de capacitância obtida pela curva de calibração

$t$  = valor de  $t$  de *Student*

$E_{bc}$  = incerteza na calibração dos capacitores

$S_y$  = desvio padrão da curva ajustada

$y_i$  = valor de capacitância do banco de capacitor

$y_{ci}$  = valor de capacitância obtido com a curva de calibração

$v$  = grau de liberdade

$N_a$  = número de valores amostrados

$N_p$  = número de pontos na regressão

$m$  = grau do polinômio

Com o número de pontos  $N_p$  na curva de regressão igual a 13 mais o grau do polinômio da regressão igual a 1 obtém-se que o grau de liberdade através da Equação 4.5 como sendo igual a 11. Com o valor do grau de liberdade mais o somatório dos quadrados das diferenças dos valores de capacitância apresentado na Tabela 4.4 calcula-se o valor de desvio padrão da curva através da Equação 4.5. Com o valor do grau de liberdade (Equação 4.6) e para um intervalo de confiança de 95% se obtém em uma tabela um valor  $t$  de *Student* igual a 2,16 . Aplicando os valores:  $t$  de *Student*, desvio padrão e de  $E_{bc}$  (incerteza nos valores de capacitância do banco de capacitores) na Equação 4.4 obtém-se uma incerteza nos valores das capacitâncias obtidas através da curva de calibração de  $\pm 0,03115\text{pF}$ . Estes valores podem ser vistos na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Parâmetros para o cálculo da incerteza dos valores de capacitância

$C_{bc} = y_i$ (pF)	$C_{cc} = y_{ci}$ (pF)	$(C_{bc} - C_{cc})^2$ (pF)	$\sum (y_i - y_{ci})^2 = 0,067951$ (pF)
0,36671	0,45397	0,00762	
1,23509	1,35357	0,01403	$N_a = 30$
1,88131	1,91261	0,00098	$N_p = 13$
2,14955	2,15090	0,00000	$v = 11$
2,60778	2,56503	0,00183	$t = 2,16$
2,97686	2,90577	0,00506	
3,29747	3,21229	0,00726	
3,77548	3,68805	0,00765	$S_{yx} = 0,07860$ pF
4,16711	4,08837	0,00620	
4,78081	4,73440	0,00215	$B = 0,00315$ pF
5,31455	5,31735	0,00001	
6,35702	6,46037	0,01068	$E_{cc} = 0,03115$ pF
7,52887	7,59577	0,00447	

Os valores de  $t$  de *student* foram obtidos da Tabela G.2 do “Guia Para a Expressão da Incerteza de Medição” do Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial (INMETRO).

#### 4.5 – Fração de vazio

Para medição da fração de vazio em regime estático usou-se um micrômetro de profundidade associado a um circuito elétrico em que foi possível detectar quando a agulha acoplada na haste do micrômetro mantém contato com a água através de um sinal luminoso proveniente de um LED (*Light Emitter Diode*) associado a um sinal sonoro (Figuras 4.16 e 4.17).

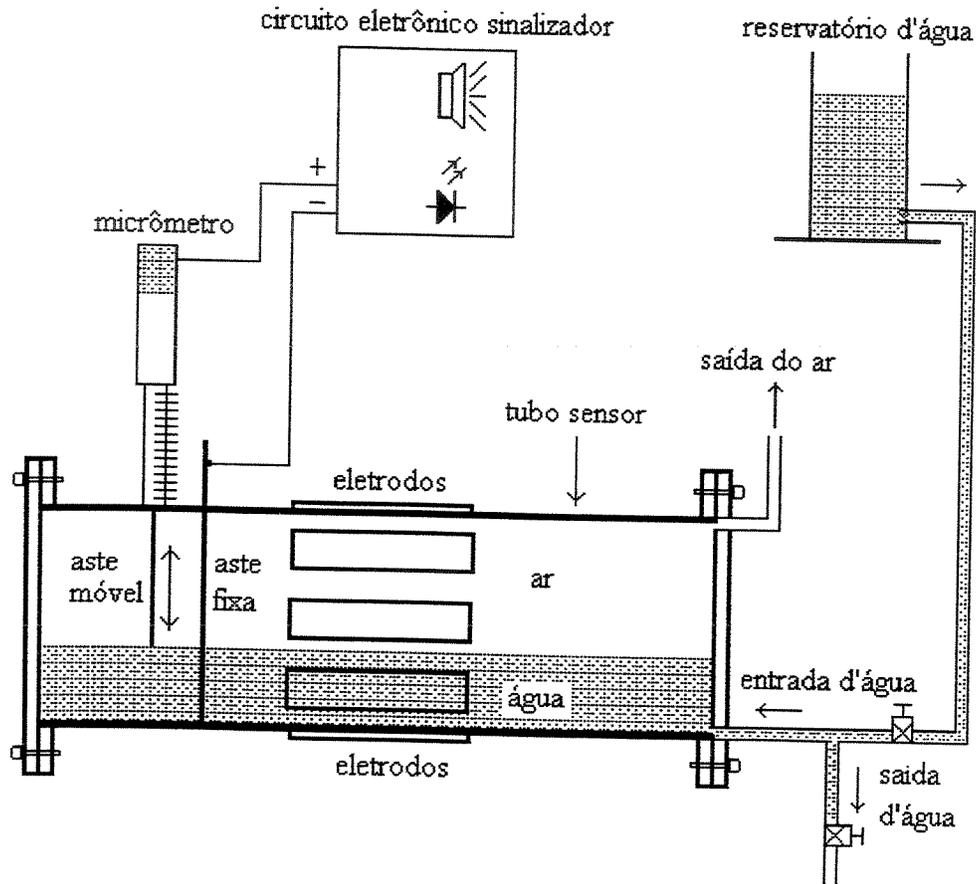


Figura 4.16 – Sensor de capacitância com micrômetro

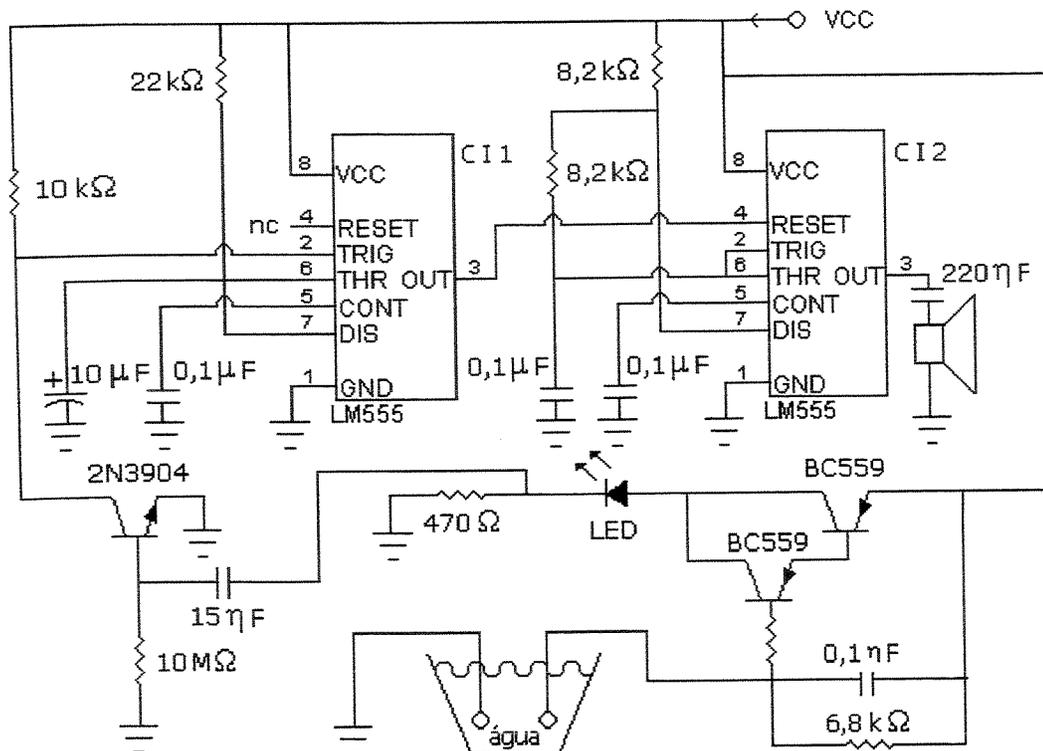


Figura 4.17 – Diagrama eletrônico do circuito sinalizador de contato do micrômetro.

O micrômetro se encontra preso na parte superior de um tubo sensor e é disposto de maneira tal que a sua haste móvel (usada para obter as medidas dos deslocamentos) possua movimentos ascendente e descendente no interior do tubo sensor para deslocá-la para cima ou para baixo até tocar na interface líquido-gás. Lendo-se o deslocamento da haste do micrômetro pode-se determinar a área do líquido ou do gás no interior do tubo. A relação entre áreas dos componentes ar-água é a mesma entre volumes, pois o comprimento do tubo é o mesmo. Lembramos isso pois no decorrer do nosso trabalho vamos nos referir ao termos *fração volumétrica* (fração de líquido) e *fração de vazão* (fração de gás) por questão de convenção.

O micrômetro é rosqueado em um adaptador posicionado na parte superior tubo sensor de forma que a sua haste móvel (Figura 4.16) coincide com a linha imaginária vertical que passa pelo centro do tubo e que divide a seção transversal do tubo em duas metades. O tubo sensor visto na Figura 4.16 se encontra preso a um suporte com uma base de madeira e todo esse

conjunto se encontra sobre uma mesa. A Figura 4.18 mostra em corte o posicionamento do micrômetro na parte superior do tubo sensor e a base de madeira que sustenta o micrômetro. Essa base de madeira se encontra apoiada sobre o plano de uma mesa que no sistema de eixos ortogonais da Figura 4.18 é representado pelo plano  $xy$ .

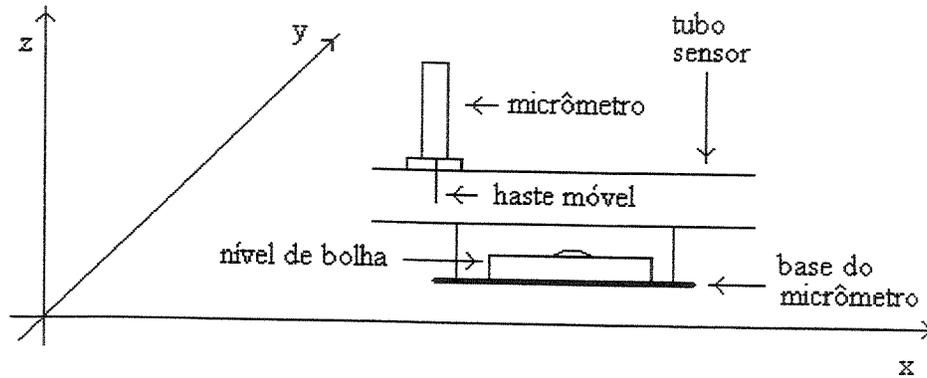


Figura 4.18 – Posicionamento do micrômetro no tubo sensor e da base tubo sensor sobre uma mesa.

A horizontalidade no sentido longitudinal do tubo sensor é conseguida através do uso de níveis de bolha (Figura 4.18). Tendo-se previamente colocado o tubo sensor de maneira horizontal, como anteriormente descrito, a verticalidade do micrômetro é conseguida girando-se o tubo sensor para a esquerda ou para a direita em relação ao plano  $yz$  de modo a fazer coincidir com algumas marcas feitas para este propósito. A Figura 4.19 mostra os três possíveis casos em que o micrômetro pode se encontrar em relação ao plano  $yz$ . Nesta figura o caso (a) representa uma inclinação para um dos lados no plano  $yz$ , o caso (b) representa a verticalidade (situação ideal) e o caso (c) representa uma inclinação no sentido oposto ao caso (a). Observamos que em qualquer um dos casos a distância  $h$  medida através da haste do micrômetro só é a mesma para uma fração de vazio de 50%. Em frações de vazio diferentes de 50% deve-se levar em conta a inclinação do micrômetro, pois variações na verticalidade do micrômetro para algum dos lados em relação ao plano  $yz$ , alteram o valor de  $h$  comprometendo as medidas.

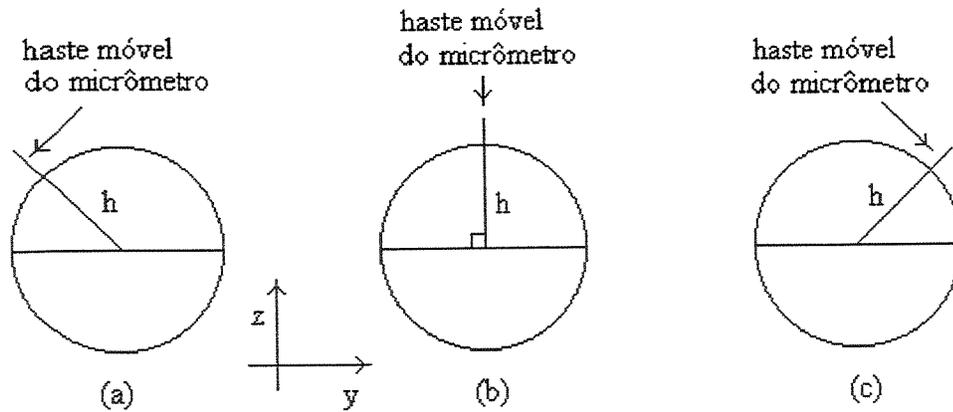


Figura 4.19 – Possíveis posições do micrômetro

#### 4.5.1 – Cálculo da fração de vazio.

A Figura 4.20 mostra a seção transversal do tubo sensor contendo líquido na parte inferior (área rachurada) e a área restante no interior do tubo contendo ar simulando uma disposição estratificada desses dois componentes.

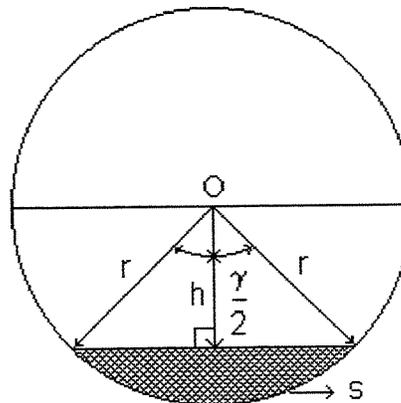


Figura 4.20 – Seção transversal do tubo sensor exibindo um padrão estratificado

A área rachurada  $s(h)$  na parte inferior da Figura 4.19 é calculada através da Equação 4.7 (Gieck, s.d.). Observa-se nesta equação que a área rachurada  $s(h)$  é um função do valor  $h$  que é o

deslocamento da haste do micrômetro que tem seu início no centro do tubo. Lembrando que a Equação 4.7 só é válida para cada metade do círculo, ou seja, o  $h$  varia de 0 (centro do tubo) até atingir o valor do raio  $r$  na extremidade superior ou inferior cada um dos semi-círculos.

$$s(h) = \frac{r^2 \cdot 2 \cdot \left( a \cos\left(\frac{h}{r}\right) - r^2 \cdot \left( \sin\left(2 \cdot a \cos\left(\frac{h}{r}\right)\right) \right) \right)}{2} \quad (4.7)$$

$s(h)$  = área da região rachurada

$r$  = raio do tubo

$h$  = profundidade (obtida com o micrômetro)

Sendo  $st$  é a área total do círculo, a fração de vazio  $\alpha_i(h)$  quando a área rachurada se encontra na metade inferior do círculo é dada pela Equação 4.8.

$$\alpha_i(h) = \left( 1 - \frac{s(h)}{st} \right) \quad (4.8)$$

Substituindo a Equação 4.7 em 4.8 para se obter uma expressão para a fração de vazio em função de  $h$  e de  $r$  se obtém a Equação 4.9.

$$\alpha_i(h,r) = 1 - \frac{\frac{r^2 \cdot 2 \cdot \left( a \cos\left(\frac{h}{r}\right) - r^2 \cdot \left( \sin\left(2 \cdot a \cos\left(\frac{h}{r}\right)\right) \right) \right)}{2}}{st} \quad (4.9)$$

A Figura 4.18 mostra o comportamento da fração de vazio em função do deslocamento  $h$  da haste do micrômetro e este deslocamento é sempre medido a partir do centro no sentido superior e no sentido inferior do tubo sensor tubo. O deslocamento é máximo quando atinge o valor do raio. Pode-se ver na figura 4.21 que uma fração de vazio corresponde a um deslocamento igual a 0 (zero) e o comportamento nos dois sentidos é simétrico.

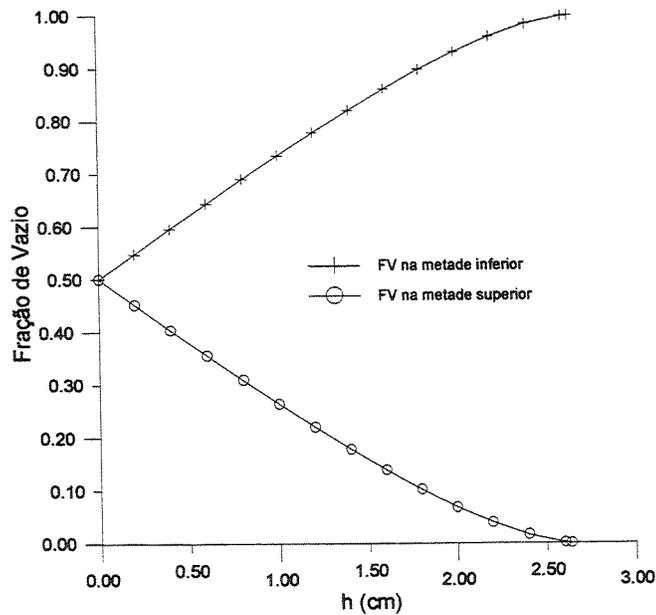


Figura 4.21 – Comportamento da fração de vazio em função da profundidade  $h$

#### 4.5.2 – Incerteza na medida da fração de vazio.

O incerteza na medida da fração de vazio provém de duas fontes: primeira - incerteza na medida do diâmetro do tubo sensor com o uso do paquímetro e a segunda é o incerteza na medida da profundidade  $h$  com o uso do micrômetro. Conforme a teoria da propagação da incerteza, a incerteza ( $E_{fv}$ ) na medição da fração de vazio pode ser obtida através da Equação 4.10.

$$E_{fv} = \sqrt{\left(\frac{d\alpha_i}{dh} \cdot \delta m\right)^2 + \left(\frac{d\alpha_i}{dr} \cdot \delta p\right)^2} \quad (4.10)$$

A derivada da fração de vazio (Equação 4.9) em relação à profundidade  $h$  é representada pela Equação 4.11.

$$\frac{d\alpha_i}{dh} = \frac{-\left[ \frac{-r}{\sqrt{1-\frac{h^2}{r^2}}} + r \frac{\cos\left(2 \cdot a \cos\left(\frac{h}{r}\right)\right)}{\sqrt{1-\frac{h^2}{r^2}}} \right]}{st} \quad (4.11)$$

A derivada da fração de vazio (Equação 4.9) em relação ao raio  $r$  é representada pela Equação 4.12.

$$\frac{d\alpha_i}{dr} = \frac{-\left[ 2 \cdot r \cdot a \cos\left(\frac{h}{r}\right) + \frac{h}{\sqrt{1-\frac{h^2}{r^2}}} - r \cdot \text{sen}\left(2 \cdot a \cos\left(\frac{h}{r}\right)\right) - \frac{\cos\left(2 \cdot a \cos\left(\frac{h}{r}\right)\right)}{\sqrt{1-\frac{h^2}{r^2}}} \cdot h \right]}{st} \quad (4.12)$$

Analisamos a incerteza na metade inferior do círculo, ou seja, quando  $h$  se desloca do centro do círculo até a extremidade inferior do tubo sensor variando do valor 0 (zero) até o valor do raio  $r$ . A incerteza na metade superior do círculo é obtido por simetria. A Tabela 4.6 exhibe os valores da incerteza ( $E_{fv}$ ) para frações de vazio de 0% a 100%. A Figura 4.22 mostra o comportamento da incerteza ( $E_{fv}$ ) da fração de vazio em função da fração de vazio. A incerteza ( $E_{fv}$ ) é representada em unidade de fração de vazio.

Tabela 4.6 – Valores da incerteza e da fração de vazio nas duas metades do círculo.

h (cm)	F.V.	Incerteza ( $E_{fv}$ )	F.V.	Incerteza ( $E_{fv}$ )
0,0	0,5000	0,0075	0,5000	0,0075
0,2	0,5483	0,0075	0,4518	0,0075
0,4	0,5963	0,0074	0,4037	0,0074
0,6	0,6437	0,0074	0,3563	0,0074
0,8	0,6903	0,0074	0,3097	0,0074
1,0	0,7357	0,0073	0,2643	0,0073
1,2	0,7796	0,0073	0,2204	0,0073
1,4	0,8216	0,0073	0,1784	0,0073
1,6	0,8613	0,0072	0,1387	0,0072
1,8	0,8982	0,0072	0,1018	0,0072
2,0	0,9316	0,0071	0,0683	0,0071
2,2	0,9608	0,0071	0,0392	0,0071
2,4	0,9842	0,0071	0,0158	0,0071
2,6	0,9991	0,0070	0,0009	0,0070

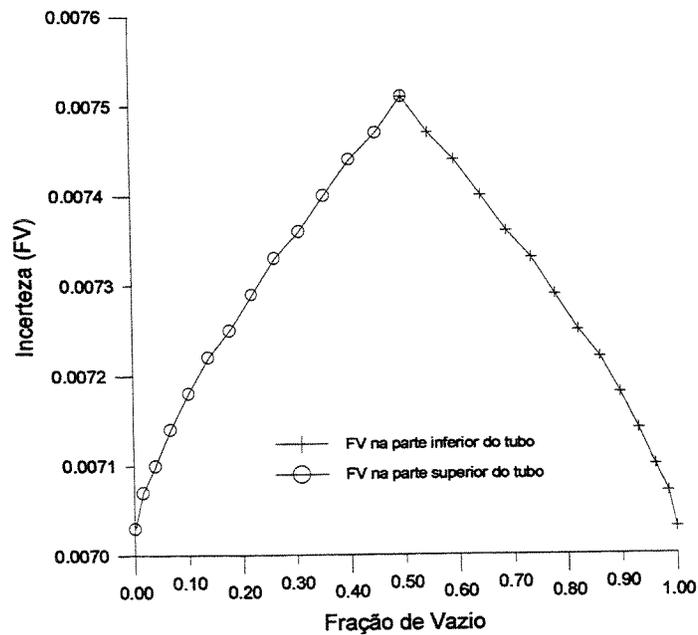


Figura 4.22 – Comportamento da incerteza em função da fração de vazio

A maior incerteza está na região central e corresponde à fração vazio de 0,50, o que faz sentido, pois uma variação na região central do tubo corresponde a uma área maior do que uma mesma variação nas extremidades do tubo. Para garantir uma maior segurança na medida da

fração de vazio escolheremos a maior incerteza (0,0075) para ser a incerteza na medida da fração de vazio. A incerteza em uma medida de fração de vazio será:  $(F.V. \pm 0,0075)$ .

#### 4.6 – Medidas experimentais

Os testes experimentais foram realizados em regime estático. Para verificar o desempenho do sensor, do transdutor de capacitância como também do processo empregado para a construção das imagens, os testes experimentais foram efetuados para três diferentes tipos de composições multifásicas e em diversas frações de vazio. Essas composições foram ar-água, ar-nylon e água-nylon. Para a composição ar-água foram realizados testes experimentais no padrão estratificado liso. Para a composição ar-nylon e água-nylon os testes foram efetuados nos padrões anular concêntrico e anular excêntrico.

Para cada situação de fração de vazio foram efetuadas três medições para em seguida se tomar um valor médio. O produto final de cada medição para uma determinada fração de vazio é um lote de 28 medidas de capacitância necessárias para a reconstrução das imagens. A obtenção de um lote de 28 medidas obedece ao seguinte procedimento implantado no programa em linguagem C responsável pela aquisição dos dados. Para a efetuação da multiplexagem foi determinado no programa um tempo de espera para estabilização do sinal de 30ms entre troca de eletrodos fonte e de 25ms entre troca de eletrodos sensores.

- ✧ Para cada uma das 56 possíveis combinações de pares de eletrodos  $(i,j)$  ( $i,j = 1, 8$ ) para uma determinada fração de vazio são tomadas 30 medidas.
- ✧ Com as medidas dos pares de eletrodos  $(i,j)$  e  $(j,i)$  é feita uma média aritmética resultando em um lote 28 medidas.

A Tabela 4.7 apresenta os valores experimentais de capacitância para o tubo sensor cheio de ar, cheio de nylon e cheio de água.

Tabela 4.7 – Capacitâncias experimentais do ar , água e nylon.

Pares de eletrodos	Capacitância experimental (pF)		
	ar	nylon	água
(1,2)	2,17803	3,46407	4,98533
(1,3)	0,48453	0,84175	3,95337
(1,4)	0,39917	0,65510	3,90891
(1,5)	0,35806	0,63271	3,86539

#### **4.6.1 – Processamento das imagens**

Como nos testes numéricos um programa em linguagem FORTRAN foi encarregado de calcular o grau de cinza para construção das imagens dos testes experimentais. Para obtenção de uma imagem de uma determinada composição multifásica em uma determinada fração de vazio esse programa necessita além do valor da fração de vazio de entrada de mais três arquivos de entrada para poder calcular o grau de cinza dos pixels. Esses três arquivos são: o mapa de sensibilidade dessa determinada composição, o arquivo de capacitâncias e o arquivo das capacitâncias normalizadas medidas para uma determinada fração de vazio dessa composição. Os arquivos de sensibilidade e de capacitâncias normalizadas são calculados a partir de dois outros programas em linguagem FORTRAN.

## 4.7 – Composição ar-água

Para a construção das imagens na composição ar-água no padrão estratificado como cumprimento de um dos objetivos estabelecidos para este trabalho se procurará estabelecer uma relação entre os valores de fração de líquido com valores de capacitância. Uma vez conseguida esta relação é colocada no programa que calcula o grau de cinza dos pixels e este programa usando os valores de capacitância de alguns pares de eletrodos pode calcular qual foi a fração de líquido referente aos valores de capacitância utilizados. A determinação do valor de fração de líquido é necessário para o programa iniciar o cálculo do grau de cinza. Os itens que se segue mostrarão como foi conseguida essa relação e apresentará tabela, gráfico, e incerteza referente a essa relação

### 4.7.1 – Relação entre a fração de líquido e a capacitância na composição ar-água.

Como já explicitado no Capítulo 3, o programa em linguagem FORTRAN que calcula o grau de cinza dos pixels necessita de um valor de fração de líquido como arquivo de entrada que denominamos de: fração de líquido de entrada. Nos testes experimentais, esse valor não deve ser imposto (colocado) e sim calculado pelo programa através de uma dada relação que utiliza para este cálculo dados de outros arquivos de entrada. Observou-se que é possível obter uma relação dos valores de fração de líquido em função dos valores de capacitância e para isso foram realizadas medidas de capacitância para as 28 combinações de pares de eletrodos em cada uma das 17 frações de líquido que variaram de 5,20% até 94,80%. A fração de líquido na composição ar-água é a razão entre a área ocupada pela água e a área da região interna do sensor.

Vários pesquisadores constroem a relação com a de fração de líquido usando valores de capacitância normalizada. Os valores de capacitância normalizada podem conter erros, pois já sofreram arredondamentos nas diversas operações realizadas para sua obtenção. Relacionar os valores de capacitância normalizada com os valores de fração de líquido não é a mesma coisa que relacionar os valores de capacitância bruta, ou seja, os verdadeiros valores de capacitância medida para as diversas frações de vazío.

Analisando o comportamento gráfico das 17 frações de líquido em função dos valores de capacitância de cada um dos 28 pares de eletrodos observou-se que usando-se valores de capacitância provenientes de algumas combinações entre pares de eletrodos produziam curvas com comportamento mais próximo ao linear. Depois de diversas combinações observou-se que uma média aritmética entre os 17 valores de capacitância (correspondentes às 17 frações de líquido) de cada um dos pares de eletrodos (1,4) e (5,8) era a melhor combinação para obtenção de uma relação com a fração de líquido. A regressão dessa relação forneceu um polinômio do sexto grau que se encontra representado pela Equação 4.13. A curva mostrando o comportamento da regressão dos valores de fração de líquido em função dos valores de capacitância se encontra na Figura 4.23. A partir dessa relação o programa pode calcular qualquer fração de líquido a partir de uma combinação dos valores de capacitância dos pares de eletrodos (1,4) e (5,8) para o padrão estratificado ar-água. Essa equação só é válida para o padrão estratificado ar-água, pois a capacitância é sensível tanto à diferença de permissividades como também ao padrão de escoamento (Auracher et alli, 1985).

$$\beta_c = 28,9861 - 166,6 \cdot C_b + 375,815 \cdot C_b^2 - 351,163 \cdot C_b^3 + 163,063 \cdot C_b^4 - 36,3898 \cdot C_b^5 + 3,11902 \cdot C_b^6 \quad (4.13)$$

$\beta_c$  = fração de líquido calculada

$C_b$  = soma das capacitâncias brutas (não normalizadas) dos pares de eletrodos (1,4) e (1,5)

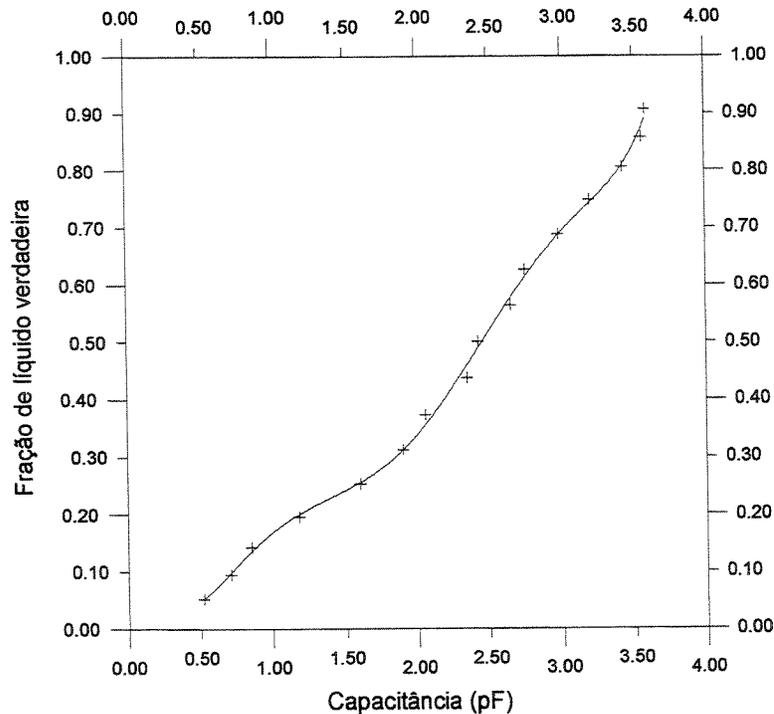


Figura 4.23 – Relação entre a fração de líquido e os valores de capacitância.

#### 4.7.2 – Incerteza nos valores de fração de líquido

A incerteza nos valores de fração de líquido obtidos através da curva de regressão relacionando a fração de líquido com valores de capacitância pode ser calculada através da Equação 4.3. A incerteza envolve o erro sistemático proveniente do equipamento de medição de fração de vazio (micrômetro) mais o erro aleatório da regressão. Esse erro aleatório é calculado usando o valor  $t$  de *student* multiplicado pelo desvio padrão  $S_y$  da regressão.

$$E_{fl} = \sqrt{(B)^2 + (t \cdot S)^2} \quad (4.14)$$

$$S_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (FLm - FLc)^2}{v}} \quad (4.15)$$

$$v = N_p - (m + 1) \quad (4.16)$$

$E_{fl}$  = incerteza em um valor de capacitância obtida pela curva de calibração

$t$  = valor  $t$  de *Student*

$B_m$  = incerteza do micrômetro

$S_y$  = desvio padrão da curva ajustada

$FL_m$  = valor da fração de líquido medida como micrômetro

$FL_c$  = valor da fração de líquido calculada através Equação 4.13

$v$  = grau de liberdade

$N_p$  = número de pontos na regressão

$m$  = grau do polinômio

Com o número de pontos  $N_p$  na curva de regressão igual a 16 e o grau do polinômio da regressão igual a 6 calcula-se o grau de liberdade usando a Equação 4.5 como sendo igual a 11. Com o valor do grau de liberdade mais o somatório dos quadrados das diferenças dos valores de fração de líquido mostrado na Tabela 4.8 calcula-se o valor de desvio padrão da curva através da Equação 4.15. Com o valor do grau de liberdade (Equação 4.6) e para um intervalo de confiança de 95% se obtém em uma tabela um valor  $t$  de *Student* igual a 2,2. Aplicando os valores:  $t$  de *Student*, desvio padrão e de  $B_m$  (incerteza do micrômetro) na Equação 4.14 obtém-se uma incerteza nos valores da frações de líquido obtidas através da regressão de  $\pm 0,0298$ . Estes valores podem ser vistos na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Parâmetros para o cálculo da incerteza dos valores de fração de líquido

FLm	FLc	(FLm - FLc) <sup>2</sup>	$\sum (FLm - FLc)^2 = 0,0019$	
0,9059	0,8906	0,0002		
0,8576	0,8729	0,0002		
0,8045	0,8089	0,0000		
0,7477	0,7432	0,0000		
0,6881	0,6867	0,0000		
0,6265	0,6137	0,0002		
0,5636	0,5777	0,0002		
0,5000	0,4895	0,0001		
0,4365	0,4595	0,0005		
0,3735	0,3566	0,0003		Np = 16
0,3119	0,3124	0,0000		v = 11
0,2523	0,2551	0,0000		t = 2,2
0,1955	0,2002	0,0000		S <sub>yx</sub> = 0,0131
0,1424	0,1349	0,0001	Bm = 0,0075	
0,0941	0,0981	0,0000	E <sub>f</sub> = 0,0298	
0,0521	0,0520	0,0000		

Os valores de *t* de *student* foram obtidos da Tabela G.2 do “Guia Para a Expressão da Incerteza de Medição” do Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial (INMETRO).

#### 4.7.3 – Reconstrução das imagens para a composição ar-água

As medidas de capacitância para a composição ar-água no padrão estratificado foram realizadas nas seguintes frações de vazio: 5,20%; 9,41%; 14,24%; 19,55%; 25,23%; 31,19%; 37,35%; 43,64%; 50%; 56,35%; 62,65%; 68,81%; 74,77%; 80,45%; 85,76%; 90,59%; 94,80%. As frações de vazio foram obtidas com o uso do micrômetro. A fração de vazio na composição ar-água como no caso numérico é definida como sendo a razão entre a área que o ar ocupa e a área da região interna do sensor.

Todas as imagens foram construídas usando o processo de filtragem e a fração de líquido requerida pelo programa para o cálculo do grau de cinza o próprio programa calculou a partir da Equação 4.13. A Tabela 4.9 mostra os valores de frações de vazio obtidas com o micrômetro, os valores de frações de líquido calculadas ( $\beta_c$ ) através da Equação 4.13 e os níveis de corte.

Tabela 4.9 – Ar-água

F.V.	9,41	14,24	19,55	25,23	31,19	37,35	43,64	50,00
$\beta_c$	89,06	87,29	80,89	74,32	68,67	61,37	57,77	48,95
Nc	0,7310	0,5693	0,6324	0,5734	0,5577	0,4946	0,5460	0,3860
F.V.	56,35	62,65	68,81	74,77	80,45	85,76	90,59	94,80
$\beta_c$	45,95	35,66	31,24	25,51	20,02	13,49	9,81	5,20
Nc	0,4186	0,4276	0,4636	0,4750	0,3168	0,4009	0,4501	0,6285

As Figuras 4.24 a 4.41 mostram as imagens de *superfície* (tridimensional) e de *contorno* (seção transversal do sensor) para algumas frações de vazio. Para todas as composições são apresentadas duas imagens de contorno para cada fração de vazio. A imagem de contorno que contém abaixo o carácter **(a)** se refere à imagem verdadeira e a que contém o carácter **(b)** se refere à imagem construída. As Tabela 4.10 e 4.11 mostram os valores médios (média de três medidas), mínimo (mín.) e máximo (máx.) de capacitância de cada um dos 28 pares de eletrodos para as diversas frações de vazio. As imagens de superfície desse padrão de escoamento serão todas apresentadas com a base do tubo apresentando um giro de 120 graus como representado na Figura 3.25.

### Ar-Água

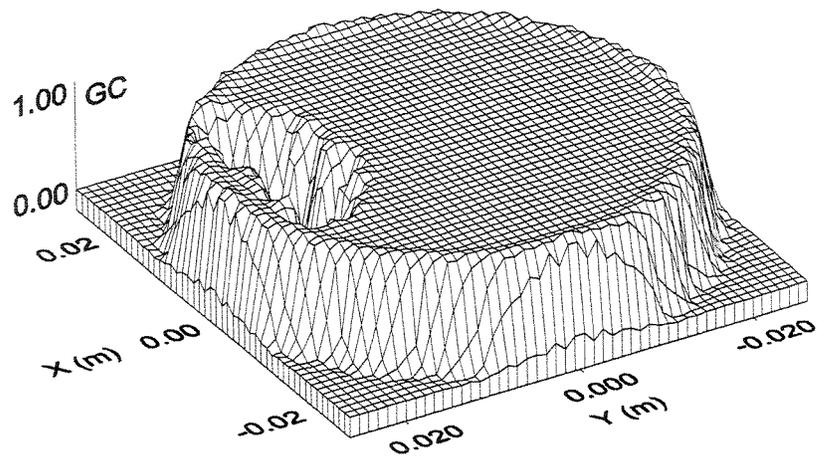


Figura 4.24 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 5,20% utilizando a técnica de filtragem.

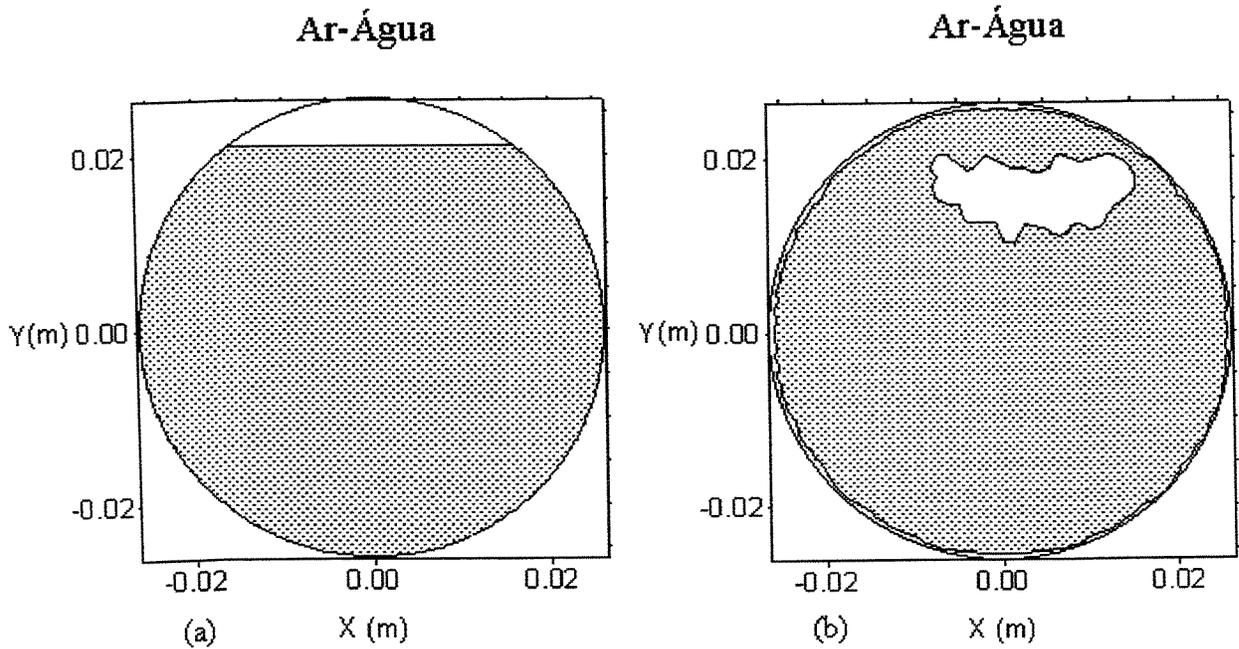


Figura 4.25 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 5,20% utilizando a técnica de filtragem.

## Ar-Água

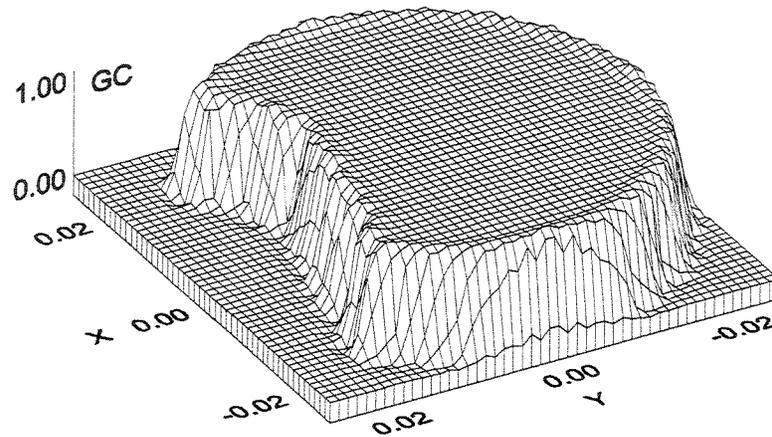


Figura 4.26 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazão de 14,24% utilizando a técnica de filtragem.

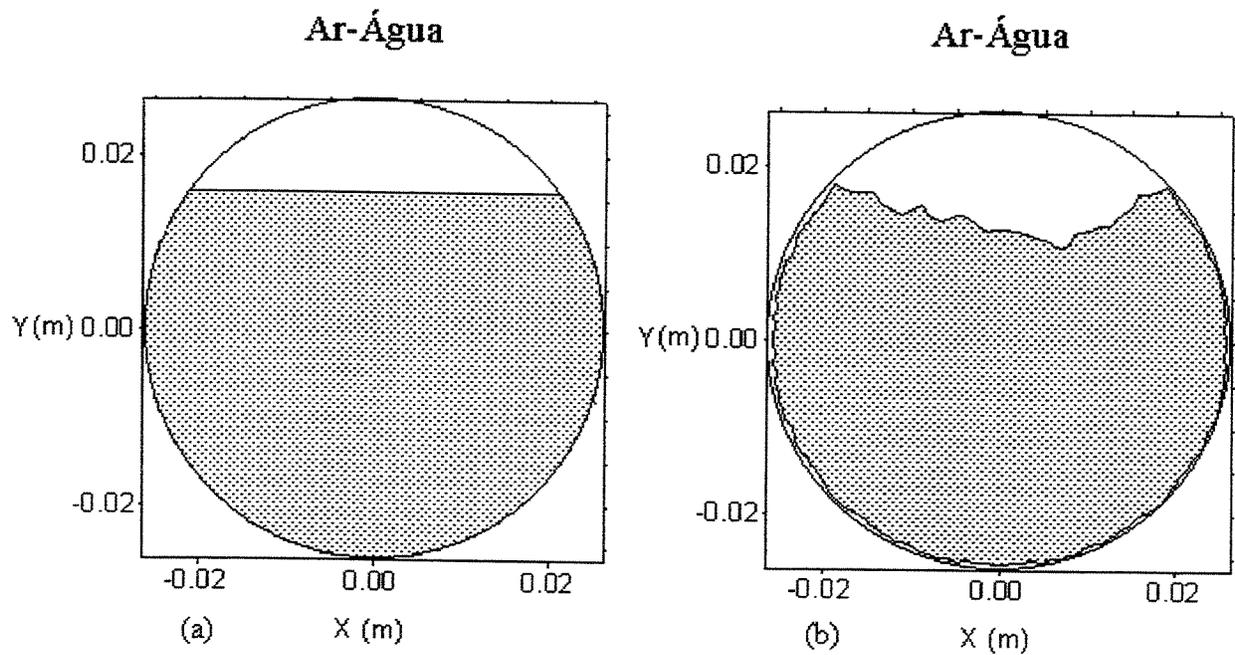


Figura 4.27 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazão de 14,24% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água

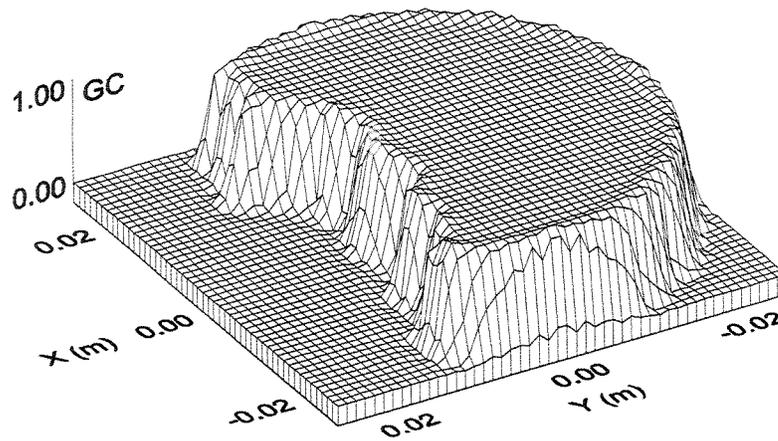
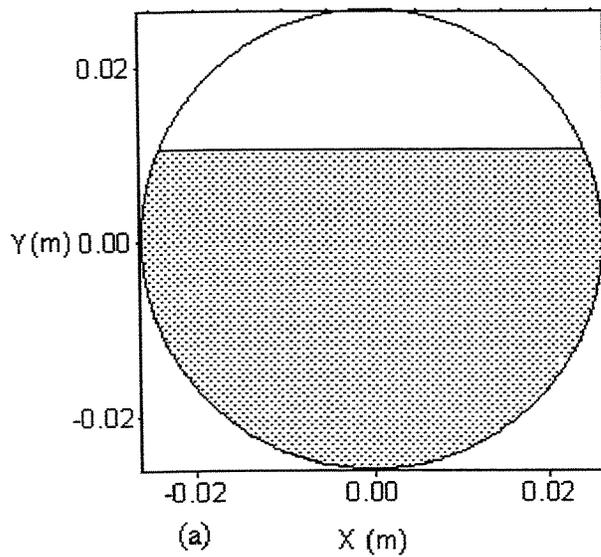


Figura 4.28 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 25,23% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água



### Ar-Água

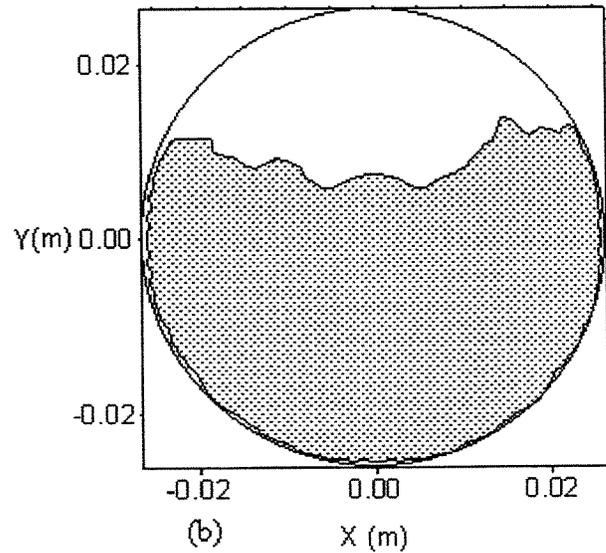


Figura 4.29 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 25,23% utilizando a técnica de filtragem.

## Ar-Água

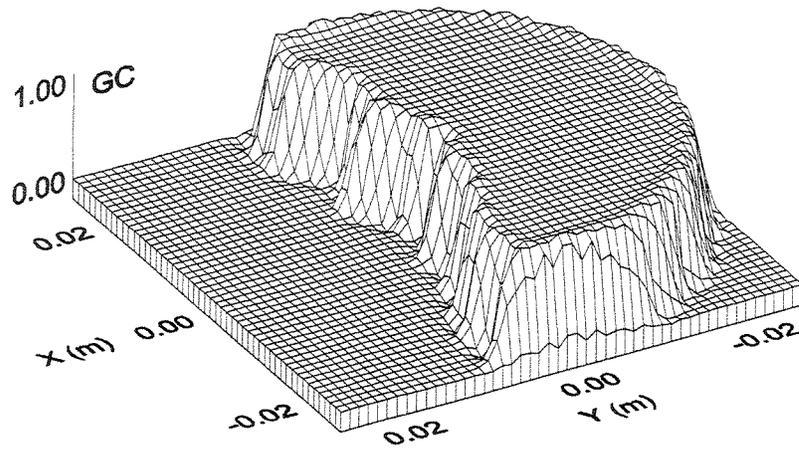


Figura 4.30 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 37,35% utilizando a técnica de filtragem.

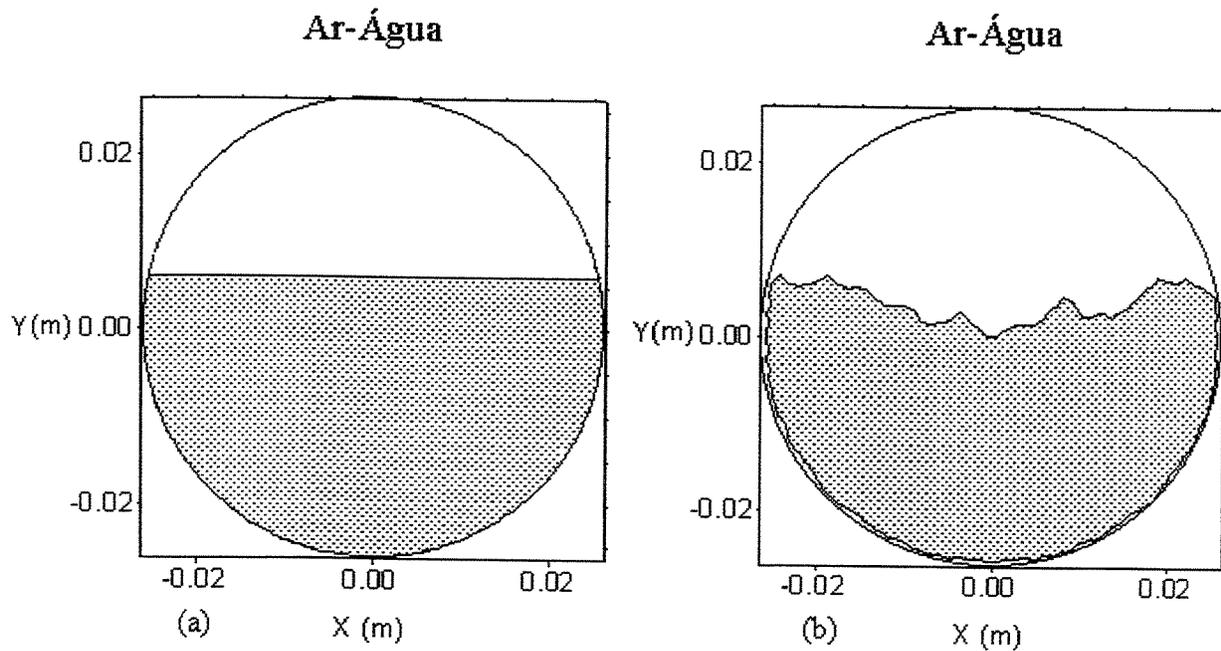


Figura 4.31 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 37,35% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água

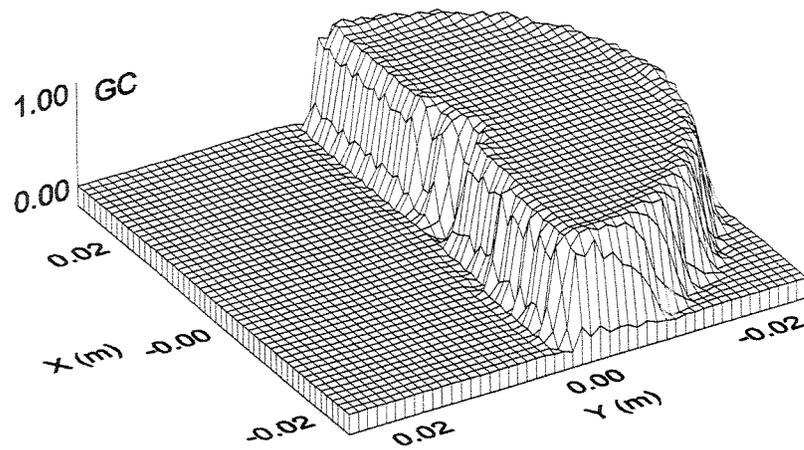
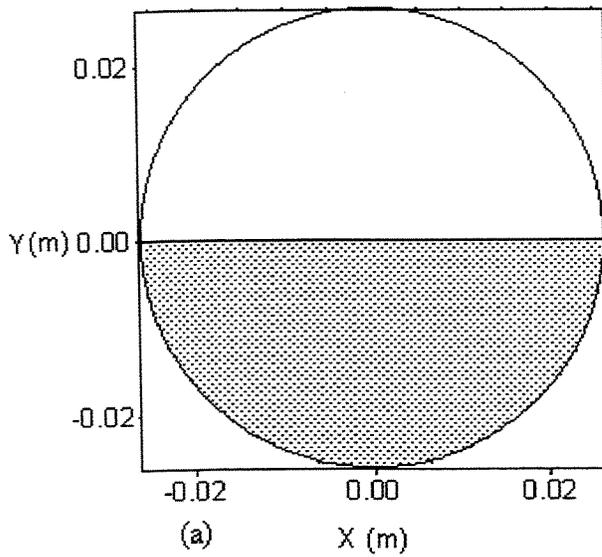


Figura 4.32 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 50,00% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água



### Ar-Água

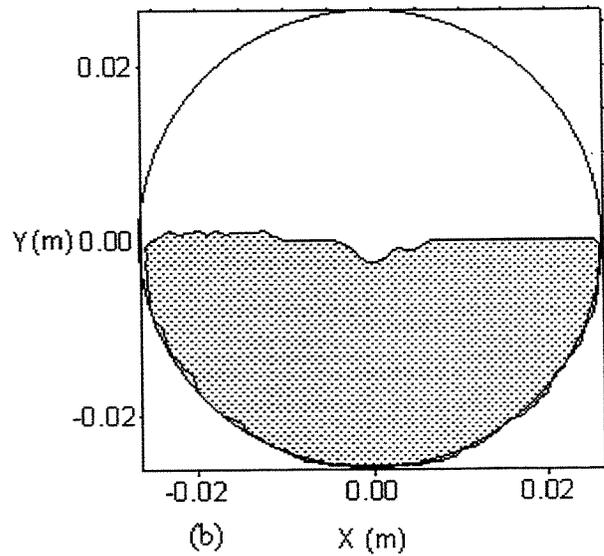


Figura 4.33 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 50,00% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água

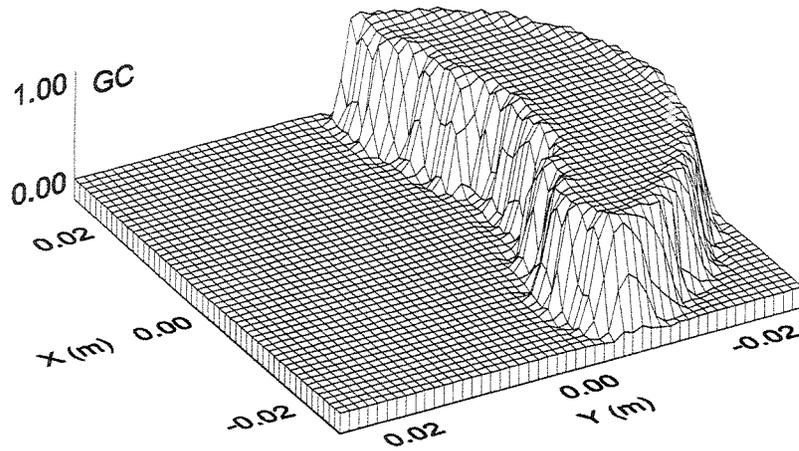


Figura 4.34 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 62,65% utilizando a técnica de filtragem.

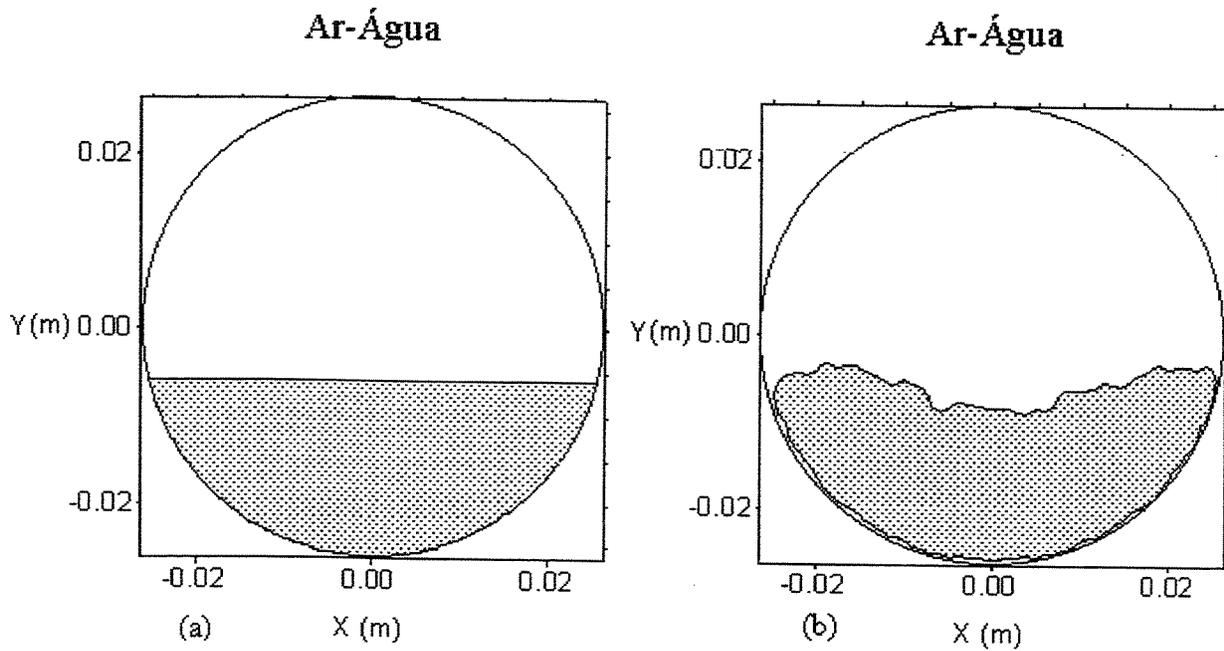


Figura 4.35 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 62,65% utilizando a técnica de filtragem.

## Ar-Água

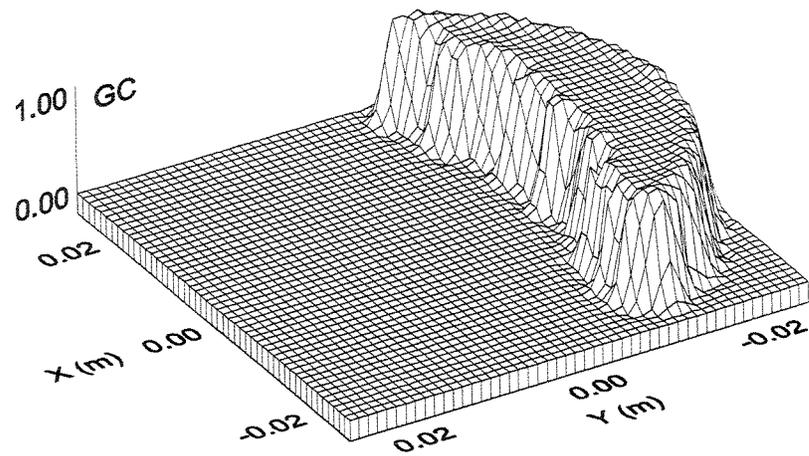


Figura 4.36 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazão de 74,77% utilizando a técnica de filtragem.

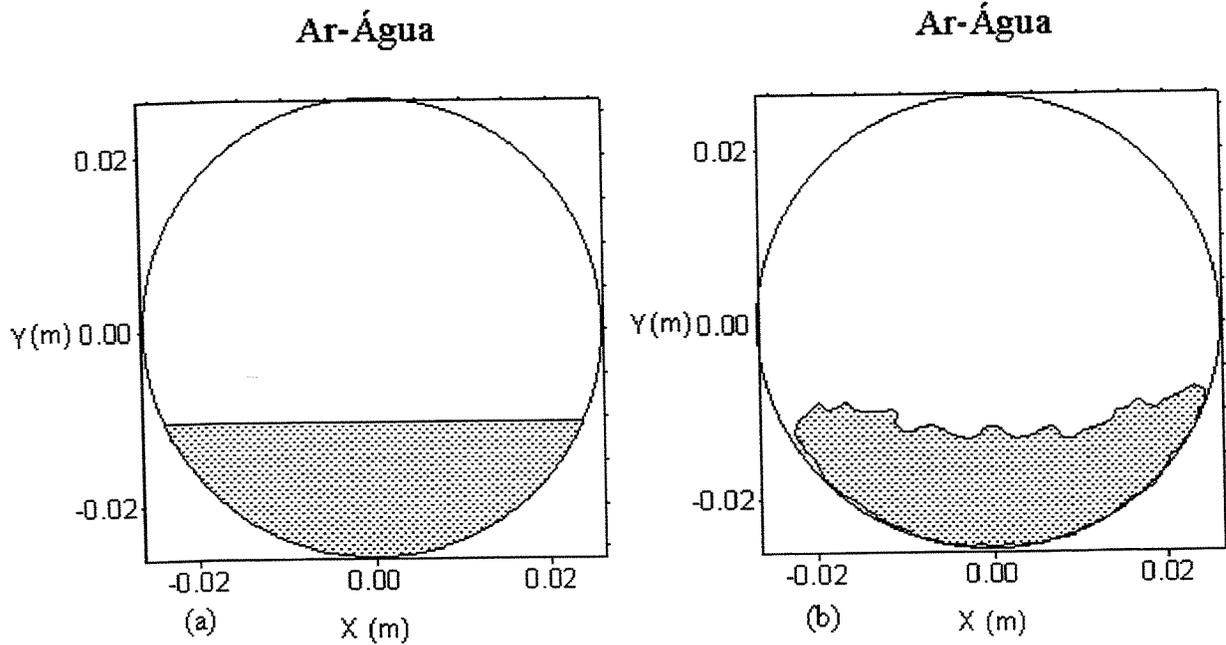


Figura 4.37 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazão de 74,77% utilizando a técnica de filtragem.

## Ar-Água

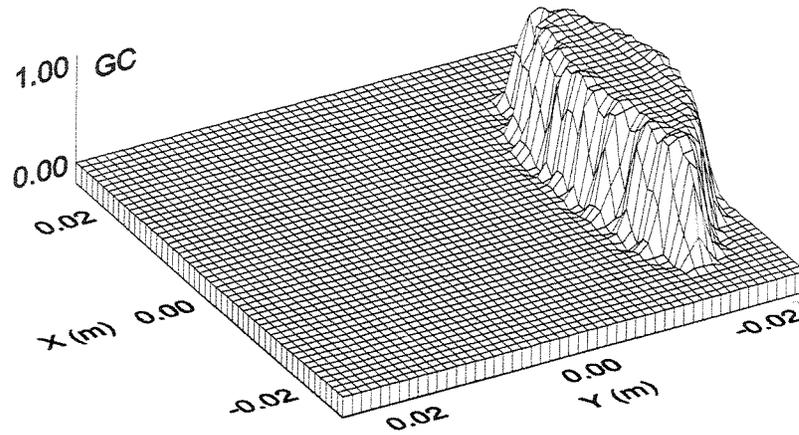


Figura 4.38 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 85,76% utilizando a técnica de filtragem.

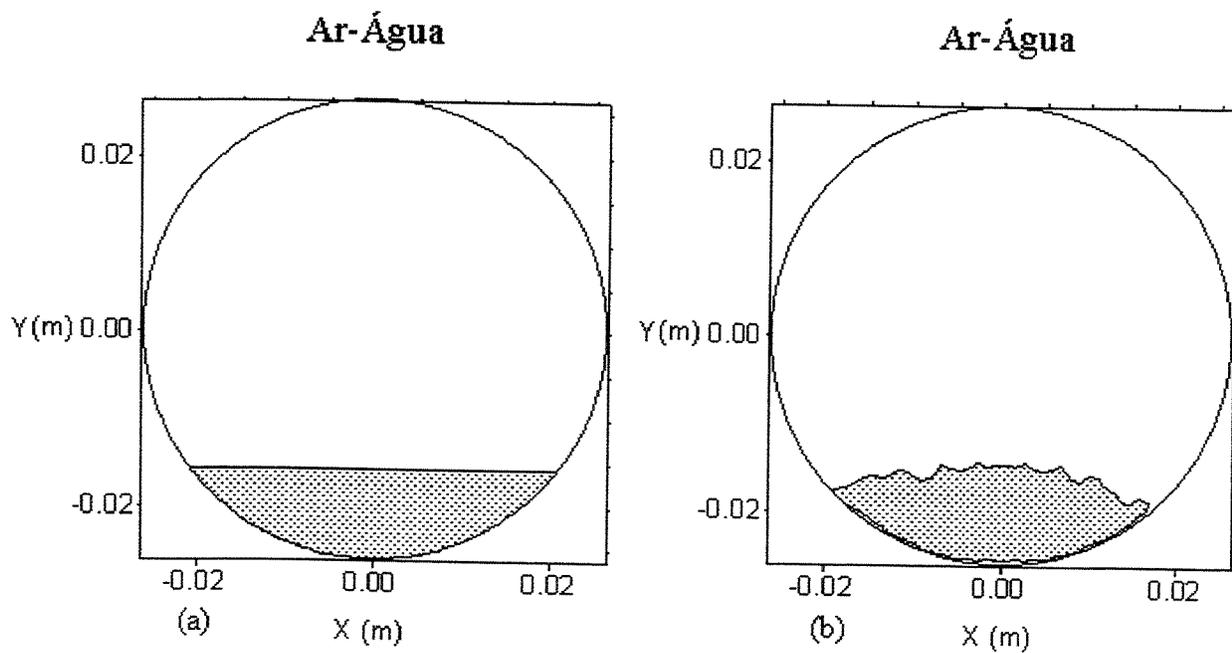


Figura 4.39 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 85,76% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Água

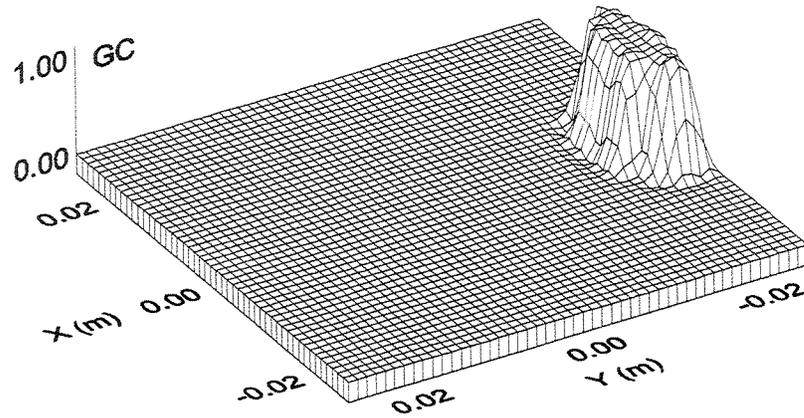


Figura 4.40 – Imagem do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 94,80% utilizando a técnica de filtragem.

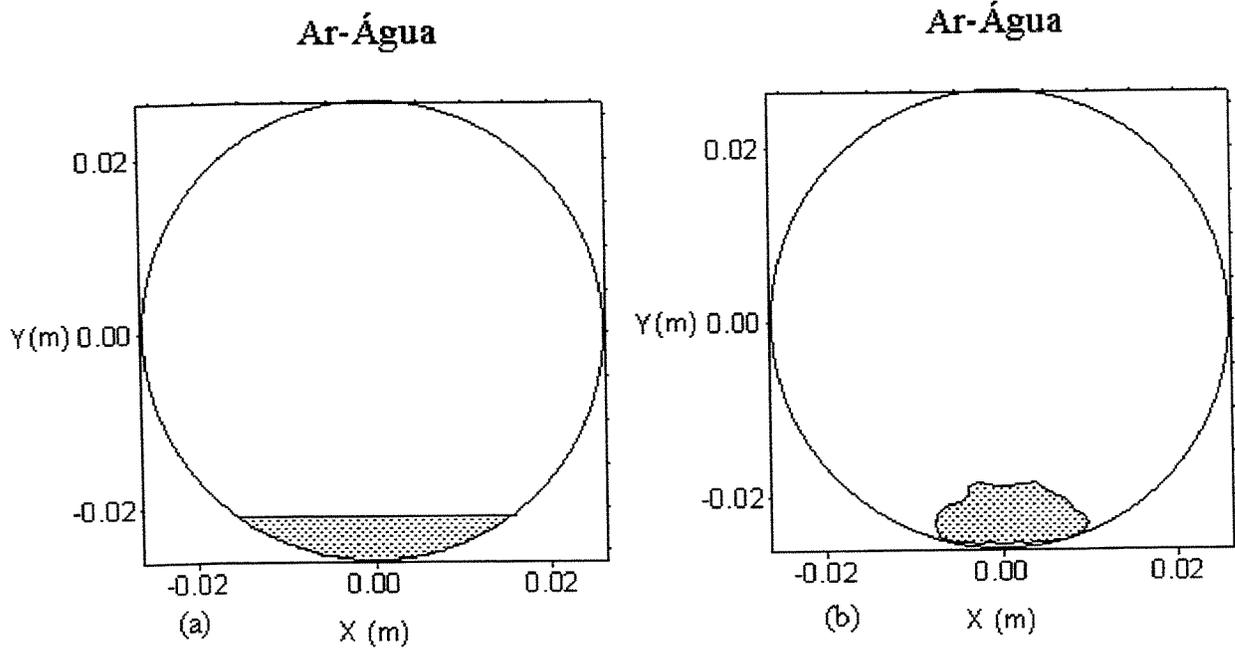


Figura 4.41 – Contornos do padrão estratificado ar-água para uma fração de vazio de 94,80% utilizando a técnica de filtragem.

Tabela 4.10 – Valores de capacitâncias experimentais para a composição ar-água.

Par de elet.	Capacitância experimental ar-água (pF)								
	Fração de vazio								
	5,20%	9,41%	14,24%	19,55%	25,23%	31,19%	37,35%	43,64%	50,00%
( 1,2 )	3,91049	3,39568	3,29328	3,18016	3,53763	3,46376	3,34148	3,30502	3,19996
( 1,3 )	2,52524	2,05264	1,78315	1,22888	1,33508	1,16922	0,98931	0,91244	0,69512
( 1,4 )	3,50972	3,58180	3,48607	2,87682	2,63287	2,11548	1,58603	1,33090	0,76453
( 1,5 )	3,52812	3,57949	3,55771	3,14988	3,17169	2,86246	2,49591	2,29698	1,78412
( 1,6 )	3,46323	3,52980	3,51034	3,07917	3,12129	2,81811	2,44874	2,26925	1,77781
( 1,7 )	3,42785	3,48536	3,45239	3,04708	3,07818	2,79189	2,42209	2,24365	1,76075
( 1,8 )	4,74067	4,81951	4,78671	4,38861	4,36638	4,03724	3,63544	3,45274	3,18067
( 2,3 )	4,03983	3,36752	3,08113	2,66896	2,93412	2,90692	2,90796	2,91936	3,02042
( 2,4 )	2,59591	2,05603	1,77303	1,20741	1,30052	1,13120	0,94481	0,85663	0,65584
( 2,5 )	2,58063	2,05212	1,78680	1,30006	1,53313	1,49358	1,44986	1,42514	1,39296
( 2,6 )	2,52525	2,01488	1,75578	1,26724	1,49740	1,45847	1,43067	1,41847	1,38718
( 2,7 )	2,48028	1,98866	1,72139	1,23886	1,47251	1,42593	1,39398	1,38149	1,35127
( 2,8 )	2,52232	2,02057	1,75552	1,27603	1,50824	1,46993	1,43351	1,42327	1,38016
( 3,4 )	3,86553	3,35170	3,29596	3,17501	3,52066	3,43071	3,29920	3,24797	3,15695
( 3,5 )	2,56880	2,07052	1,82094	1,34448	1,57455	1,53508	1,50467	1,48851	1,45687
( 3,6 )	2,50863	2,01239	1,75818	1,28564	1,53171	1,48362	1,44879	1,43153	1,41518
( 3,7 )	2,44561	1,97195	1,70965	1,25056	1,49580	1,45189	1,42872	1,40442	1,38523
( 3,8 )	2,47112	1,98706	1,74556	1,26515	1,50886	1,46967	1,42952	1,41616	1,37847
( 4,5 )	4,83277	4,90859	4,86032	4,44283	4,40773	4,05965	3,64869	3,44342	3,15793
( 4,6 )	3,55586	3,63221	3,59799	3,17120	3,18184	2,86897	2,49975	2,31273	1,82867
( 4,7 )	3,46040	3,54440	3,48271	3,07293	3,08584	2,79608	2,42823	2,23745	1,77036
( 4,8 )	3,51702	3,55968	3,52173	3,10874	3,11384	2,81261	2,44884	2,24722	1,75632
( 5,6 )	5,07347	5,15186	5,16591	5,00844	5,34199	5,42545	5,49564	5,56802	5,89893
( 5,7 )	3,49427	3,58093	3,58946	3,39376	3,75523	3,82598	3,90828	3,97042	4,17121
( 5,8 )	3,51071	3,58706	3,62848	3,40101	3,76652	3,84162	3,91352	3,97228	4,09317
( 6,7 )	4,75268	4,83099	4,85099	4,67645	5,01711	5,08378	5,16418	5,24190	5,58393
( 6,8 )	3,45711	3,54520	3,56688	3,35423	3,72847	3,78963	3,88269	3,93700	4,10587
( 7,8 )	4,74922	4,83766	4,85774	4,67265	5,01960	5,09569	4,92793	5,23221	5,49647
Valor mín.	2,44561	1,97195	1,70965	1,20741	1,30052	1,13120	0,94481	0,85663	0,65584
Valor máx.	5,07347	5,15186	5,16591	5,00844	5,34199	5,42545	5,49564	5,56802	5,89893

Tabela 4.11 – Valores de capacitâncias experimentais para a composição ar-água.

Par de elet.	Capacitância experimental ar-água (pF)							
	Fração de vazio							
	56,35%	62,65%	68,81%	74,77%	80,45%	85,76%	90,59%	94,80%
(1,2)	3,08281	3,02192	3,02397	2,99748	2,97197	2,96512	2,97766	2,97517
(1,3)	0,68134	0,62588	0,61077	0,60632	0,58766	0,58125	0,57539	0,57263
(1,4)	0,72098	0,58454	0,54490	0,51637	0,49868	0,48197	0,48224	0,47940
(1,5)	1,68955	1,42094	1,31748	1,14531	0,93661	0,76214	0,66134	0,51397
(1,6)	1,70182	1,52929	1,47676	1,43677	1,38370	1,34646	1,32335	1,16211
(1,7)	1,68128	1,51543	1,46903	1,43312	1,38086	1,34539	1,31917	1,19180
(1,8)	3,09890	3,27044	3,31444	3,29853	3,17391	3,04734	2,96859	2,86024
(2,3)	2,90896	2,89092	2,90470	2,89110	2,89163	2,88328	2,89394	2,88861
(2,4)	0,63860	0,58954	0,56678	0,55265	0,53816	0,53407	0,52918	0,52047
(2,5)	1,36523	1,25243	1,19084	1,06462	0,87912	0,71264	0,62545	0,49319
(2,6)	1,36238	1,34469	1,32879	1,32576	1,30301	1,28665	1,25786	1,11946
(2,7)	1,34701	1,31545	1,30612	1,28763	1,27243	1,25519	1,23875	1,09600
(2,8)	1,36096	1,25679	1,19004	1,08702	0,90561	0,76019	0,68953	0,56571
(3,4)	3,03616	2,97820	2,97767	2,95154	2,93474	2,92683	2,93021	2,91919
(3,5)	1,43384	1,33252	1,26843	1,14951	0,97814	0,82179	0,73495	0,58980
(3,6)	1,39794	1,37109	1,35883	1,34398	1,32816	1,31598	1,29136	1,14275
(3,7)	1,37207	1,35163	1,32247	1,32327	1,30514	1,28061	1,26408	1,12400
(3,8)	1,34638	1,22932	1,16542	1,05662	0,86979	0,70793	0,62847	0,50865
(4,5)	3,05100	3,23277	3,27392	3,26734	3,12913	2,98656	2,89510	2,77155
(4,6)	1,74663	1,55953	1,50149	1,45980	1,41376	1,37118	1,34985	1,20195
(4,7)	1,68121	1,50468	1,45349	1,40914	1,35589	1,31545	1,28230	1,13031
(4,8)	1,66014	1,37145	1,25537	1,10409	0,87228	0,69620	0,60438	0,48359
(5,6)	5,69592	5,52597	5,40296	5,04609	4,49519	3,93317	3,65728	3,52733
(5,7)	4,08161	3,92153	3,81976	3,49666	3,00389	2,50481	2,19585	1,45775
(5,8)	3,98090	3,53479	3,25410	2,67778	1,86147	1,22603	0,94356	0,56047
(6,7)	5,43780	5,56579	5,66863	5,83582	6,10479	6,51543	6,85230	6,86519
(6,8)	4,01824	3,82909	3,71888	3,42360	2,90665	2,39504	2,11816	1,46709
(7,8)	5,31870	5,13026	5,01498	4,69482	4,13370	3,60261	3,35703	3,34992
Valor mín.	0,63860	0,58454	0,54490	0,51637	0,49868	0,48197	0,48224	0,47940
Valor máx.	5,69592	5,56579	5,66863	5,83582	6,10479	6,51543	6,85230	6,86519

#### 4.8 – Reconstrução das imagens para a composição água-nylon

Nessa composição as imagens foram construídas nos padrões anular concêntrico em apenas uma fração de vazio e no anular excêntrico em três frações de vazio. As medidas no padrão anular concêntrico foram tomadas inserindo-se um tarugo de nylon no interior do sensor. Para se manter esse tarugo centrado no interior do sensor foi necessário confeccionar dois flanges de nylon de diâmetro igual ao diâmetro interno do tubo sensor e em cada um dos flanges foi aberto um furo no centro de diâmetro igual ao do tarugo. Esses flanges foram inseridos em cada uma das suas extremidades do tarugo e o conjunto foi inserido no interior do tubo sensor. A fração de vazio na composição água-nylon é definida como a razão entre área ocupada pelo nylon e a área da região interna do sensor. O tarugo de nylon usado para simular o padrão anular concêntrico tem diâmetro igual a 23mm correspondendo a uma fração de vazio de 19,05%

As medidas no padrão anular excêntrico foram realizadas inserindo-se três tarugos de nylon de diâmetros iguais a 30mm, 35mm e 40mm correspondendo a frações de vazio de 32,41%, 44,11%, e 57,61% respectivamente. Os tarugos foram colocados na parte inferior do sensor, portanto, em posição excêntrica. As imagens foram construídas usando-se o recurso de filtragem e devido a pouca quantidade de pontos relacionando fração de líquido e capacitância não foi possível obter uma relação entre esses parâmetros, portanto o valor da fração de líquido usado no programa é a fração de líquido obtida através da relação  $\beta = 1 - \alpha$ . A Tabela 4.12 mostra os valores de fração de vazio, fração de líquido e dos níveis de corte dos padrões imageados.

Tabela 4.12 – Água-nylon

	Anular concêntrico	Anular excêntrico		
F.V. (%)	19,05	32,41	44,11	57,61
$\beta_v$ (%)	80,95	67,59	55,89	42,39
Nc	0,8173	0,8516	0,8332	0,8403

As Figuras 4.42 a 4.49 mostram as imagens de *superfície* e de *contorno* e nessas figuras o relevo e a área rachurada evidenciam a região que contém o nylon. A Tabela 4.13 apresenta os valores médios, mínimo e máximo de capacitância de cada um dos 28 pares de eletrodos para as diversas frações de vazio.

## Água-Nylon

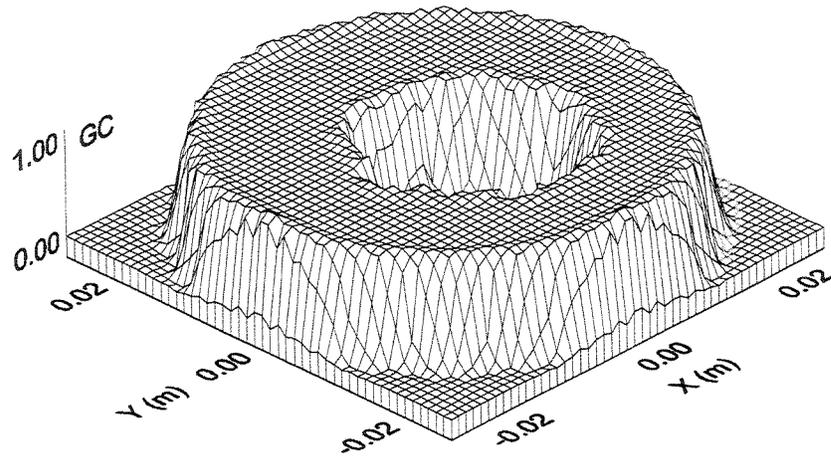


Figura 4.42 – Imagem do padrão anular concêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

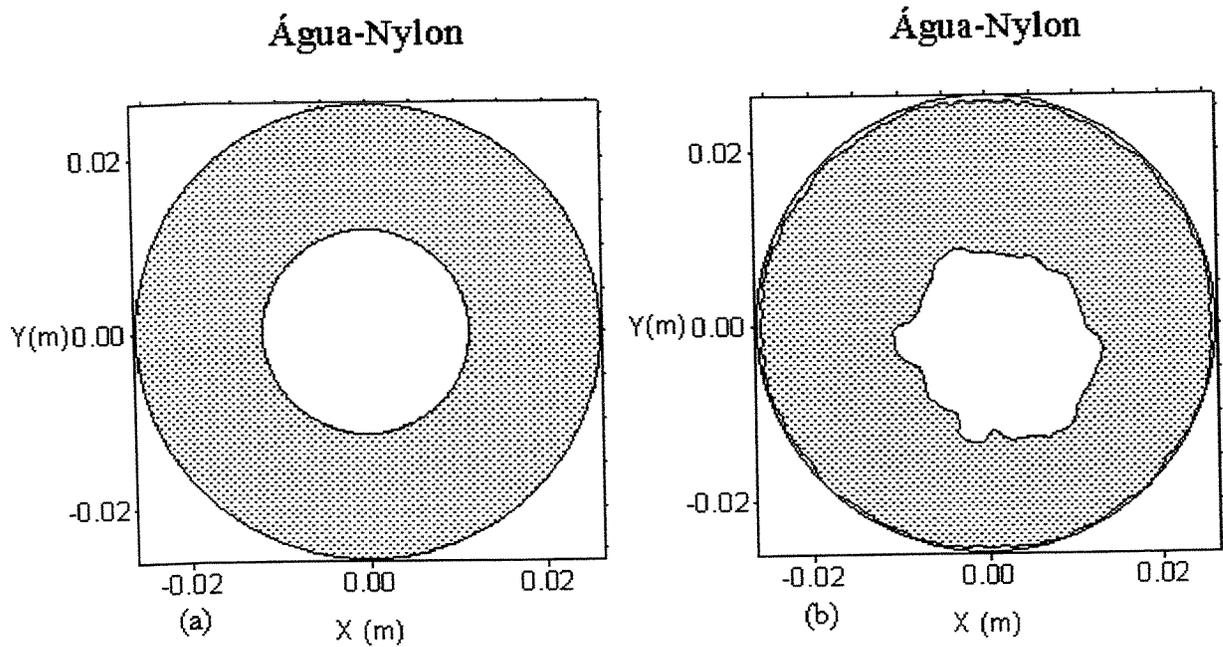


Figura 4.43 – Contornos do padrão anular concêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

## Água-Nylon

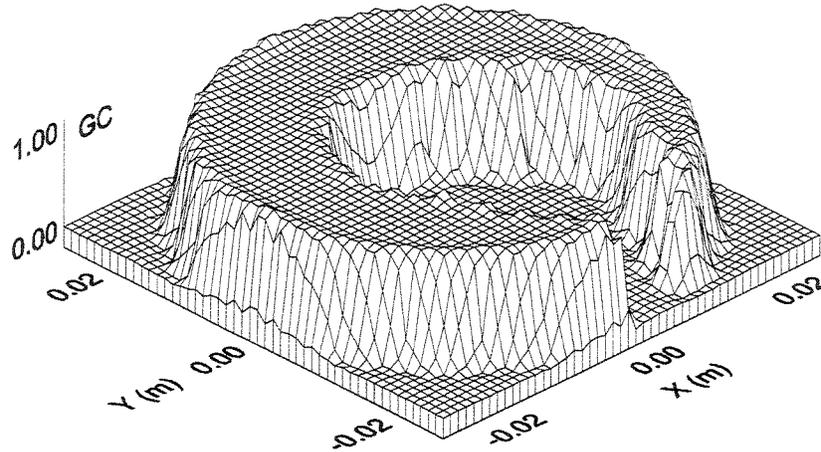


Figura 4.44 – Imagem do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtragem.

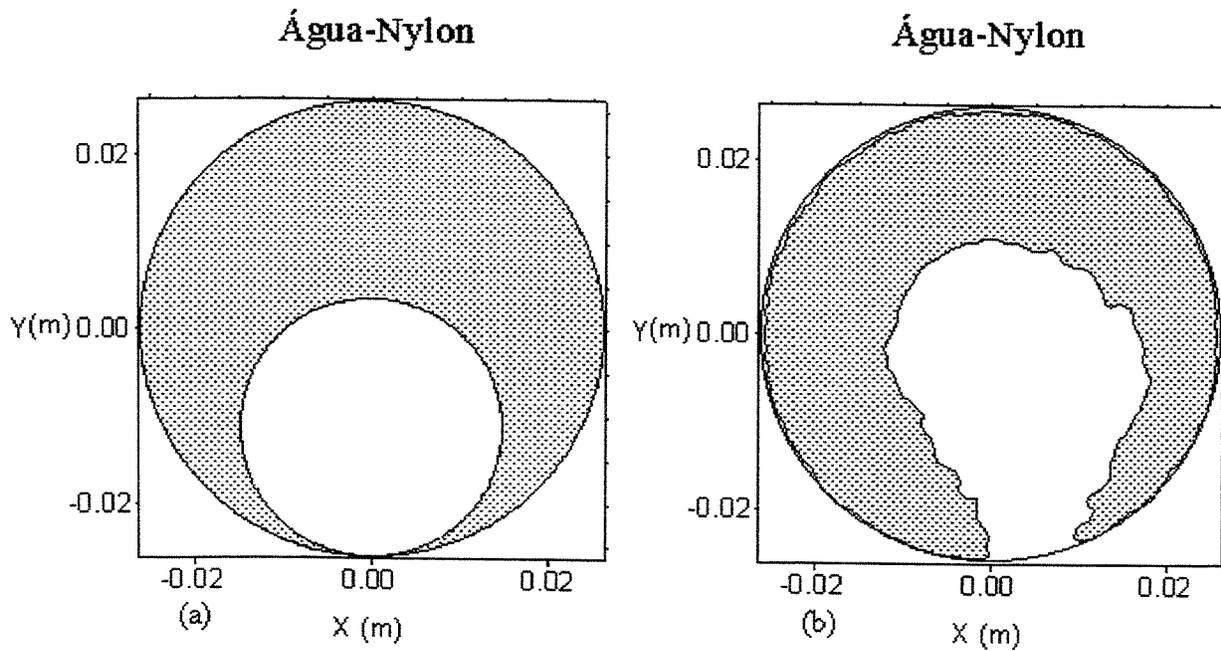


Figura 4.45 – Contornos do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtragem.

## Água-Nylon

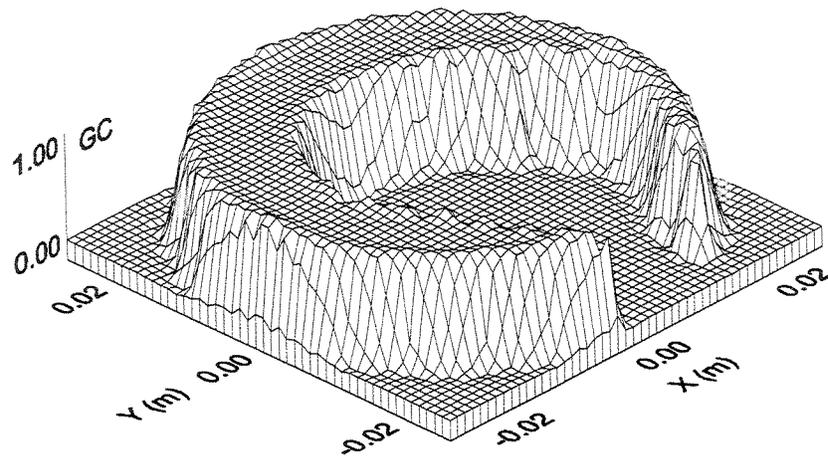


Figura 4.46 – Imagem do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtragem.

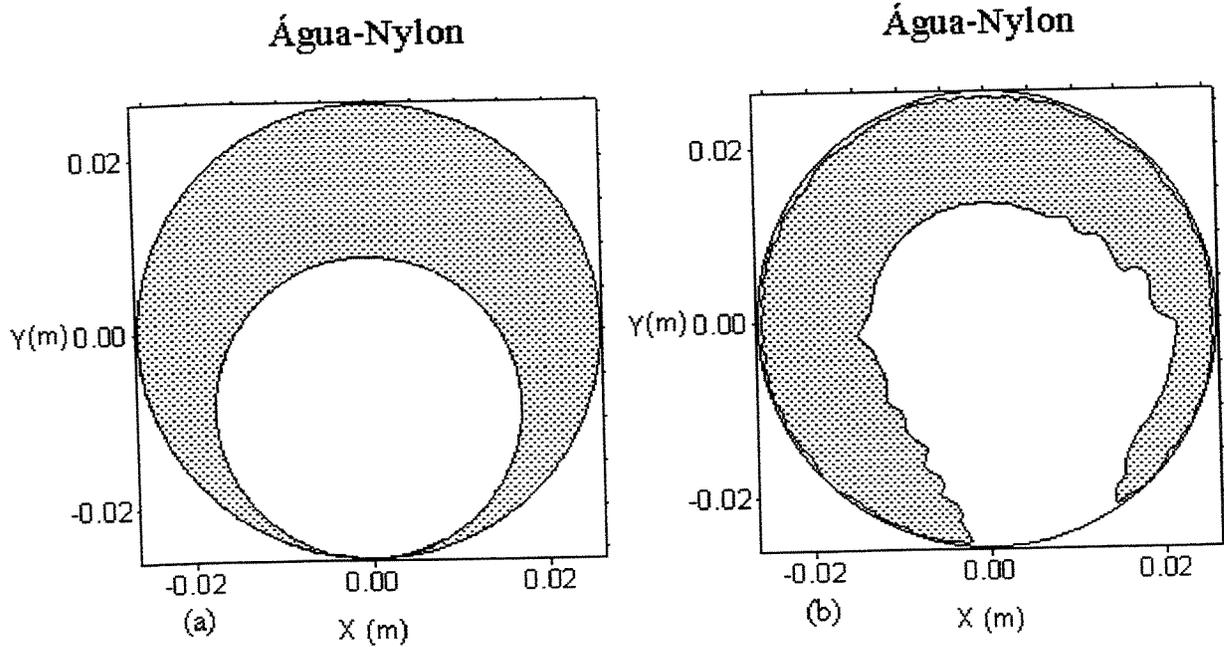


Figura 4.47 – Contornos do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtragem.

## Água-Nylon

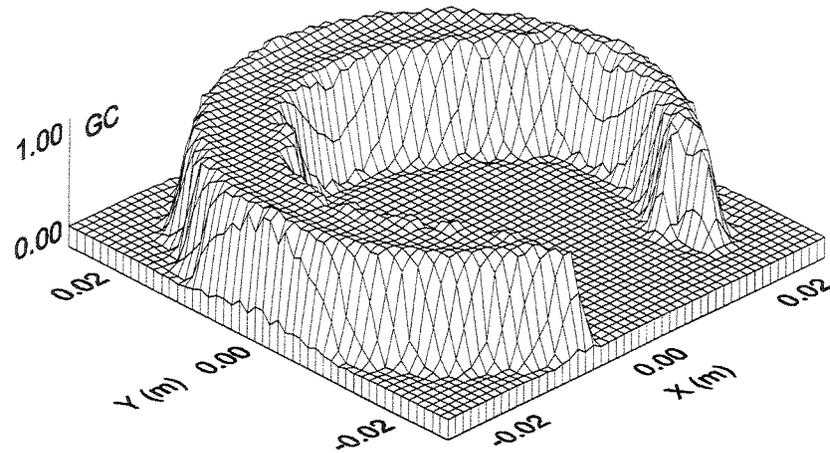


Figura 4.48 – Imagem do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtragem.

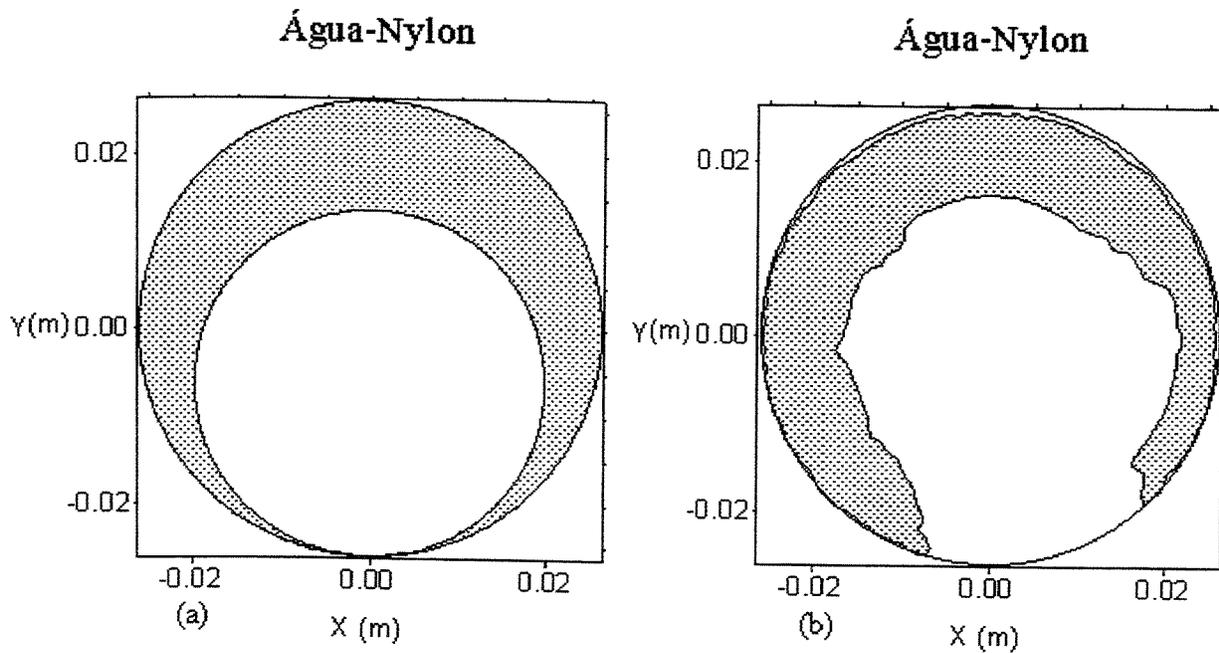


Figura 4.49 – Contornos do padrão anular excêntrico água-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtragem.

Tabela 4.13 – Valores de capacitâncias experimentais para a composição água-nylon.

Capacitância experimental água-nylon - (pF)				
Par de eletrodos	Anular concêntrico F.V. = 19,05%	Anular excêntrico F.V. = 32,41%	Anular excêntrico F.V. = 44,11%	Anular excêntrico F. V. = 57,61%
( 1,2 )	4,81974	4,82125	4,83693	4,81663
( 1,3 )	3,39318	3,39416	3,38546	3,35738
( 1,4 )	3,38758	3,37897	3,36777	3,32833
( 1,5 )	3,38243	3,34769	3,31755	3,24686
( 1,6 )	3,32504	3,24207	3,21524	3,10854
( 1,7 )	3,28729	3,26596	3,24369	3,17979
( 1,8 )	4,59774	4,60804	4,61428	4,60005
( 2,3 )	4,77045	4,77312	4,77686	4,76139
( 2,4 )	3,44277	3,44356	3,44067	3,41380
( 2,5 )	3,39488	3,38404	3,37454	3,32417
( 2,6 )	3,35286	3,27246	3,25348	3,14987
( 2,7 )	3,28312	3,24350	3,21686	3,13139
( 2,8 )	3,34762	3,33216	3,33552	3,30889
( 3,4 )	4,86604	4,86249	4,86957	4,83584
( 3,5 )	3,46640	3,46027	3,46316	3,41523
( 3,6 )	3,38227	3,32212	3,29223	3,22529
( 3,7 )	3,30676	3,25381	3,21970	3,13876
( 3,8 )	3,34185	3,32799	3,33481	3,26456
( 4,5 )	4,68588	4,67708	4,70762	4,68153
( 4,6 )	3,43761	3,39391	3,38209	3,31004
( 4,7 )	3,32532	3,25496	3,23108	3,12561
( 4,8 )	3,35491	3,33287	3,30832	3,23782
( 5,6 )	4,90860	4,91570	4,95463	4,92183
( 5,7 )	3,37472	3,27895	3,22939	3,10776
( 5,8 )	3,35730	3,30951	3,29250	3,18087
( 6,7 )	4,61925	4,54276	4,53430	4,47933
( 6,8 )	3,33332	3,23231	3,19339	3,08359
( 7,8 )	4,61445	4,62040	4,64371	4,63293
Valor mínimo	3,28312	3,23231	3,19339	3,08359
Valor máximo	4,90860	4,91570	4,95463	4,92183

#### 4.9 – Reconstrução das imagens para a composição ar-nylon

As medidas experimentais de capacitância para a combinação ar-nylon foram realizadas nos padrões *core-flow* (que também pode ser entendido como anular concêntrico) e anular excêntrico. As medidas no padrão *core-flow* foram tomadas inserindo-se um tarugo de nylon no interior do sensor. O processo de centralização do tarugo no interior do sensor é o mesmo para a composição água-nylon. O tarugo de nylon tem diâmetro igual a 23mm e a fração de vazio (área da seção transversal do tarugo dividida pela área da seção transversal do sensor) é de 19,05%.

As medidas no padrão anular excêntrico foram realizadas inserindo-se três tarugos de nylon de diâmetros iguais a 30mm, 35mm e 40mm correspondendo a frações de vazio de 32,41%, 44,11%, e 57,61% respectivamente. Esses tarugos foram colocados na parte inferior do sensor, portanto, em posição excêntrica. As imagens foram construídas usando-se o recurso do nível de corte. Devido a pouca quantidade de pontos relacionando fração de líquido e capacitância não foi possível obter uma relação entre esses parâmetros, portanto o valor da fração de líquido usado no programa é a fração de líquido obtida através da relação  $\beta = 1 - \alpha$ . A Tabela 4.14 mostra os valores de fração de vazio, fração de líquido e dos níveis de corte dos padrões imageados.

Tabela 4.14 – Ar-nylon

	Anular concêntrico	Anular excêntrico		
F.V. (%)	19,05	32,41	44,11	57,61
$\beta_v$ (%)	80,95	67,59	55,89	42,39
Nc	0,3006	0,3743	0,4381	0,5392

As Figuras 4.50 a 4.57 mostram as imagens de *superfície* e de *contorno* para as frações de vazio mencionadas. Nessas figuras o relevo e a área rachurada evidenciam a região que contém o nylon. Tabela 4.15 mostra os valores médios, mínimo e máximo de capacitância de cada um dos 28 pares de eletrodos para as diversas frações de vazio.

### Ar-Nylon

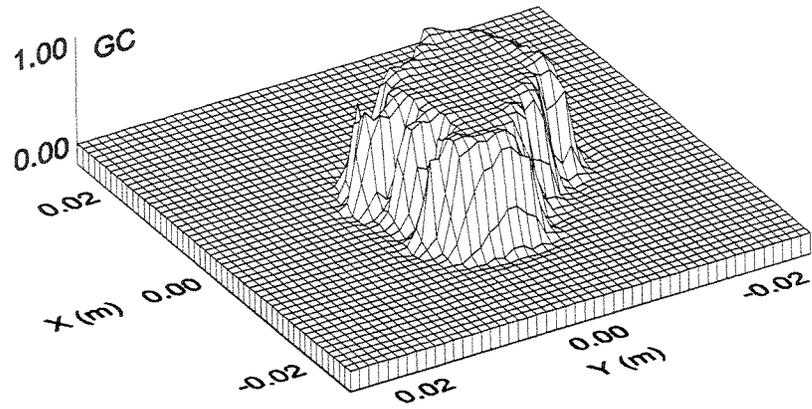
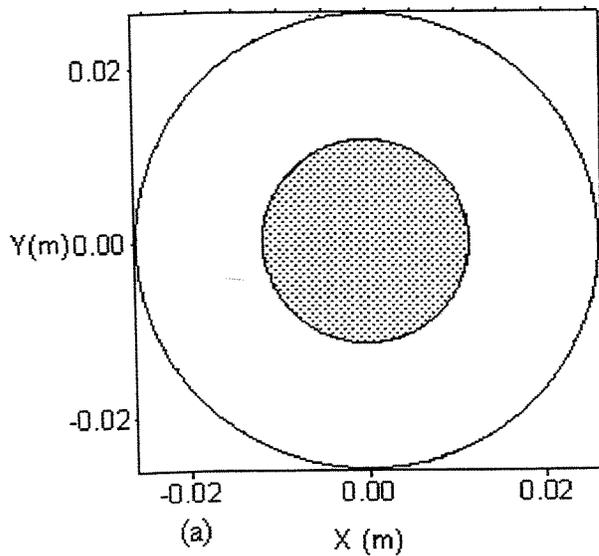


Figura 4.50 – Imagem do padrão *core-flow* ar-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Nylon



### Ar-Nylon

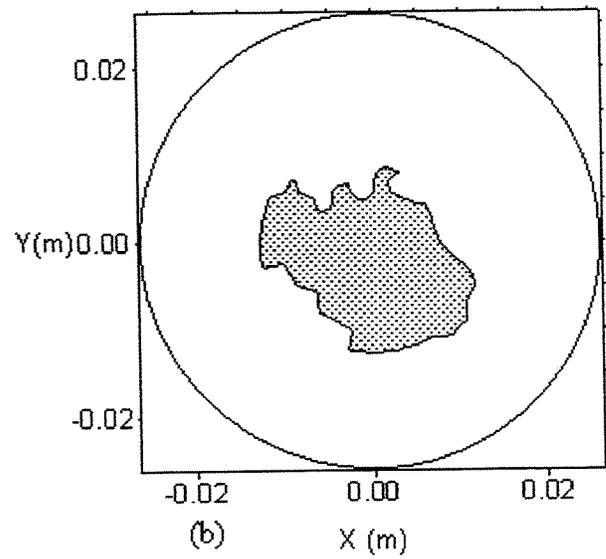


Figura 4.51 – Contornos do padrão *core-flow* ar-nylon para uma fração de vazio de 19,05% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Nylon

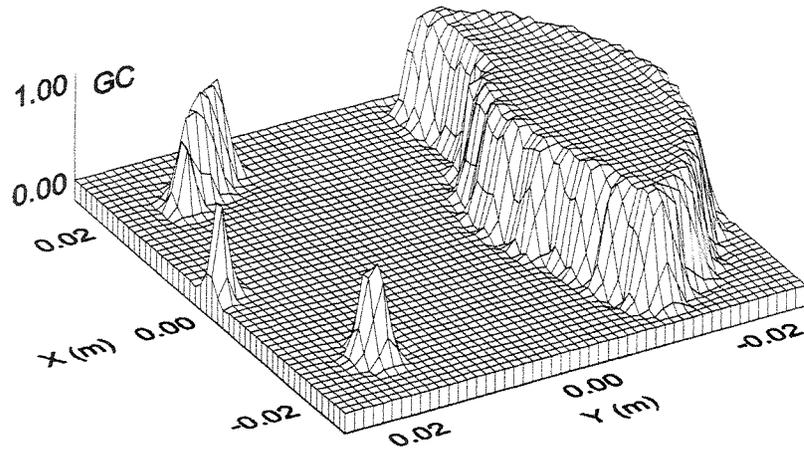


Figura 4.52 – Imagem do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtragem.

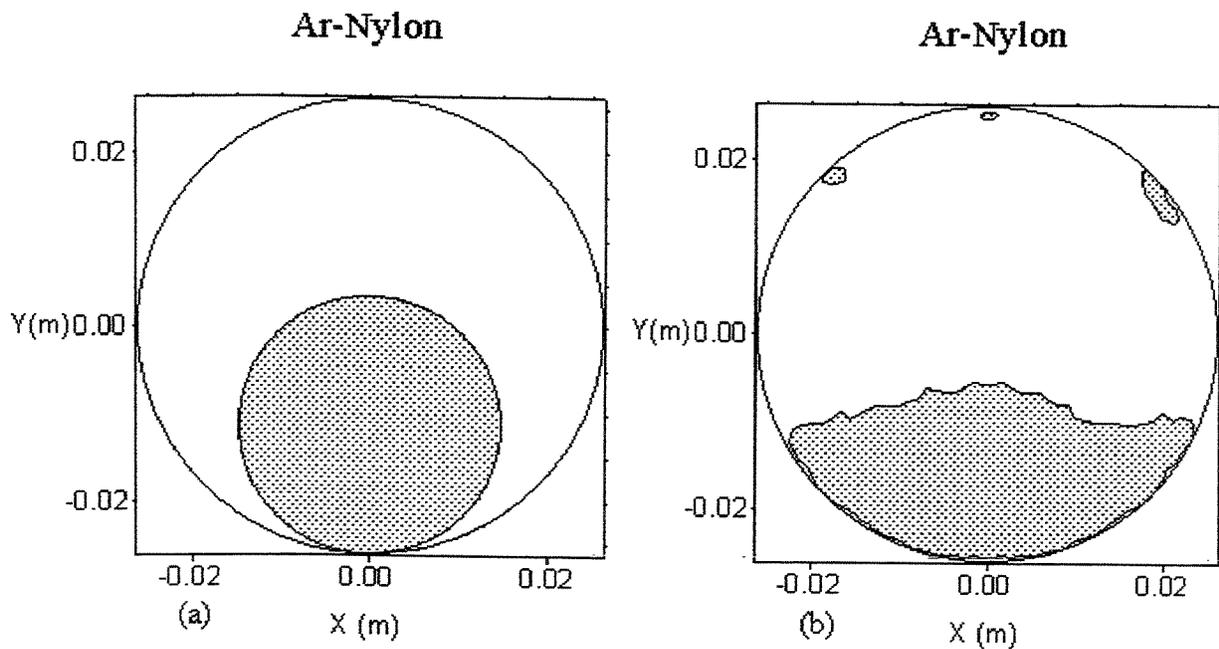


Figura 4.53 – Contornos do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 32,41% utilizando a técnica de filtragem.

## Ar-Nylon

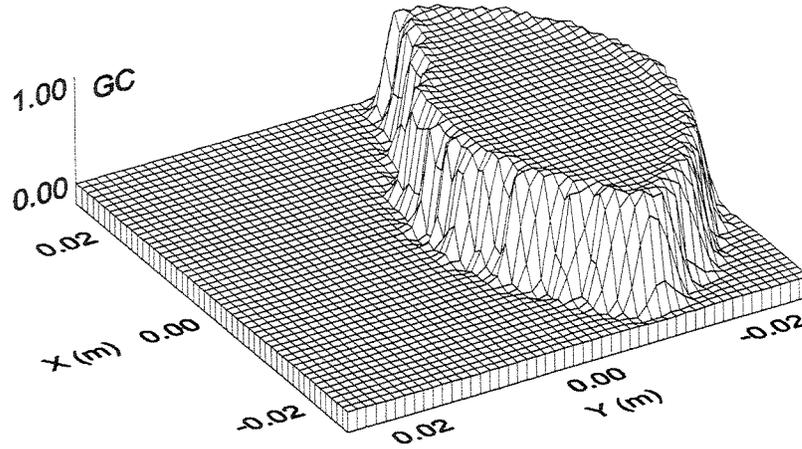


Figura 4.54 – Imagem do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtragem.

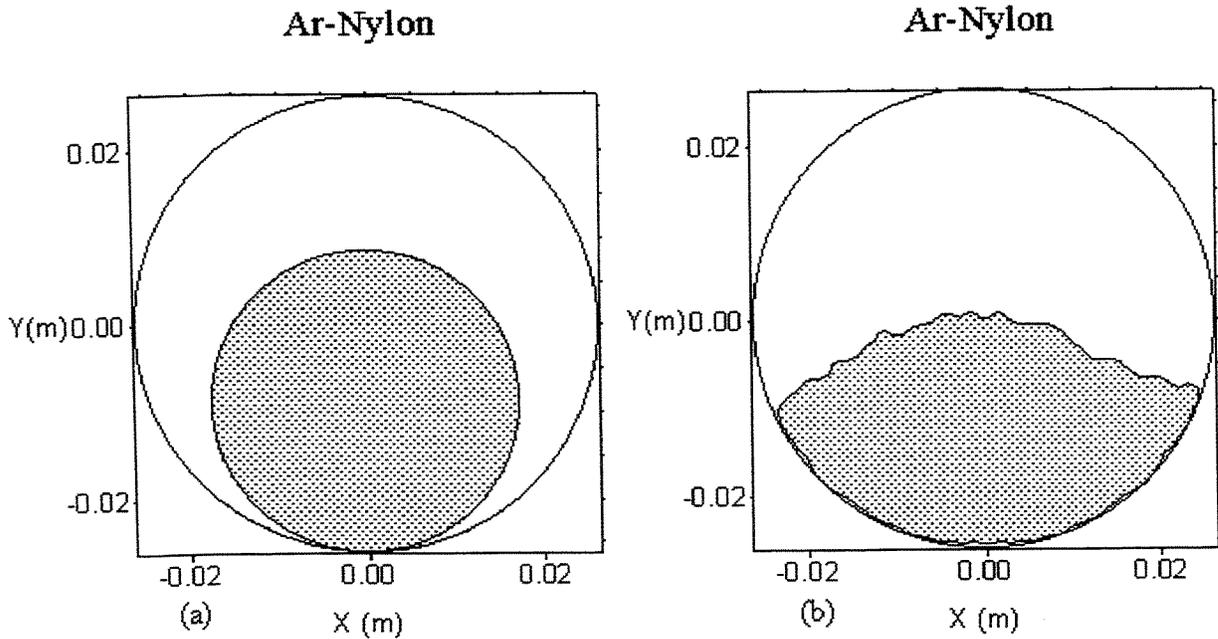


Figura 4.55 – Contornos do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 44,11% utilizando a técnica de filtragem.

### Ar-Nylon

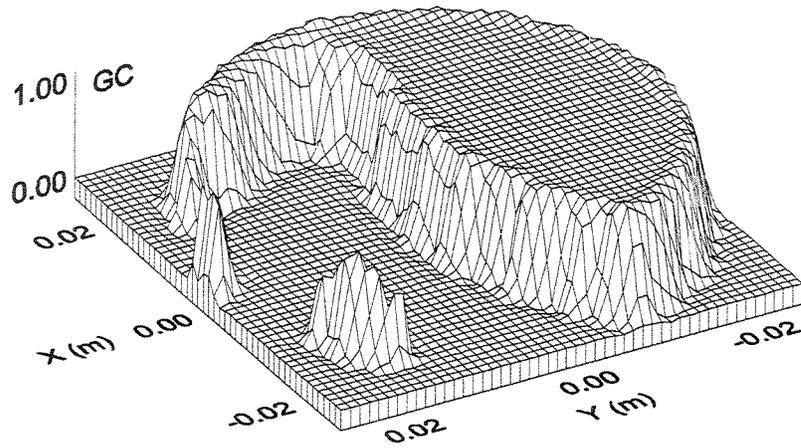


Figura 4.56 – Imagem do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtragem.

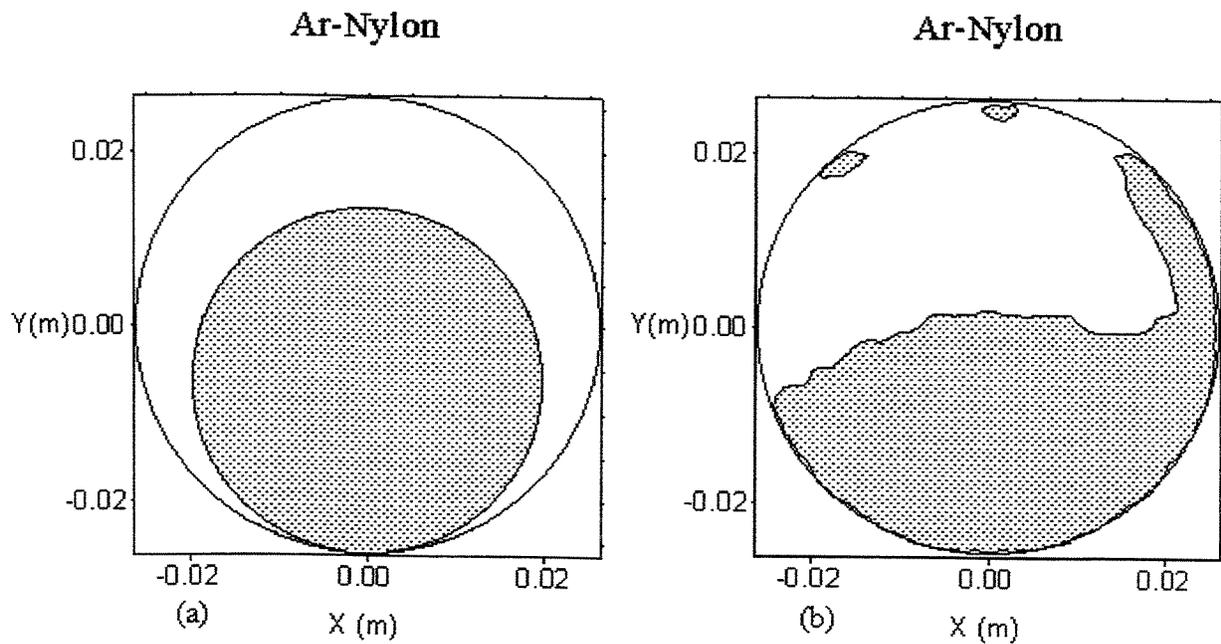


Figura 4.57 – Contornos do padrão anular excêntrico ar-nylon para uma fração de vazio de 57,61% utilizando a técnica de filtragem.

Tabela 4.15 – Valores de capacitâncias experimentais para a composição ar-nylon.

Capacitância experimental ar-nylon (pF)				
Par de eletrodos	<i>Core-flow</i> F.V. = 19,05%	Anular excêntrico F.V. = 32,41%	Anular excêntrico F.V. = 44,11%	Anular excêntrico F.V. = 57,61%
( 1,2 )	2,97650	2,96806	2,95970	2,94104
( 1,3 )	0,55317	0,53344	0,53557	0,56357
( 1,4 )	0,45371	0,43406	0,45593	0,48197
( 1,5 )	0,45371	0,45255	0,47237	0,49717
( 1,6 )	0,45806	0,52490	0,54490	0,56997
( 1,7 )	0,52437	0,60090	0,62472	0,65956
( 1,8 )	2,80069	2,79136	2,78318	2,80353
( 2,3 )	2,89039	2,89003	2,87350	2,85901
( 2,4 )	0,50341	0,48679	0,49523	0,51878
( 2,5 )	0,43239	0,42101	0,44634	0,48483
( 2,6 )	0,42457	0,46910	0,49790	0,51736
( 2,7 )	0,43026	0,48350	0,49603	0,51576
( 2,8 )	0,49914	0,49043	0,51354	0,54296
( 3,4 )	2,92736	2,90923	2,89848	2,88745
( 3,5 )	0,52785	0,51692	0,53958	0,57931
( 3,6 )	0,45123	0,50847	0,52154	0,55381
( 3,7 )	0,44172	0,49319	0,50456	0,52910
( 3,8 )	0,45390	0,43923	0,46065	0,49203
( 4,5 )	2,70551	2,67555	2,67742	2,69724
( 4,6 )	0,51274	0,58891	0,62056	0,66544
( 4,7 )	0,43737	0,50172	0,52083	0,54883
( 4,8 )	0,43123	0,42599	0,44848	0,47203
( 5,6 )	3,00078	3,11046	3,16397	3,24495
( 5,7 )	0,52056	0,66847	0,69255	0,73068
( 5,8 )	0,44092	0,46519	0,49861	0,52865
( 6,7 )	2,81635	3,31241	3,33561	3,36360
( 6,8 )	0,50447	0,66944	0,69949	0,72855
( 7,8 )	2,85466	2,93714	2,97234	3,03394
Valor mínimo	0,42457	0,42101	0,44634	0,47203
Valor máximo	3,00078	3,31241	3,33561	3,36360

## Capítulo 5

### Análise dos resultados

Este capítulo apresenta uma análise dos resultados do experimento, tecendo comentários a respeito dos valores e dos métodos usados na obtenção desses resultados. A análise dos resultados tenta acompanhar o mesmo processo seqüencial de desenvolvimento do trabalho, ou seja, procura analisar os parâmetros na mesma ordem que eles apareceram no texto.

#### 5.1 – Imagens obtidas para o caso numérico

Como as imagens construídas utilizando-se o método de retro-projeção-linear são de caráter qualitativo, as imagens construídas com os valores de capacitância obtidos através da simulação numérica se mostraram bastante satisfatórias no que se refere à semelhança entre essas imagens e as imagens hipotéticas. Essa semelhança se verifica em relação às três composições multifásicas (ar-água; água-nylon e ar-nylon) em diferentes padrões de escoamentos (estratificado, anular e *core-flow*) e em diferentes frações de vazão. A comprovação dessa semelhança pode ser vista nas Figuras 3.26 a 3.40 onde são mostradas as imagens de contorno e de superfície que permitem identificar com clareza os padrões de escoamentos simulados.

No âmbito quantitativo também ressaltamos a confiabilidade do método de retro-projeção-linear e do programa em linguagem FORTRAN, que utiliza este método para o cálculo do grau de cinza necessário à construção das imagens. Esta confiabilidade decorre da concordância entre

os valores de fração de líquido verdadeiros e aqueles obtidos através deste programa quando se usa o recurso do “nível de corte”. Como anteriormente definido a fração de líquido verdadeira para o caso numérico é a fração de líquido idealizada para a construção da imagem e para o caso experimental é a fração de líquido medida. Essa concordância é observada em relação a todas as composições multifásicas simuladas.

As Tabelas 5.1 – 5.4 apresentam os valores das frações de líquido verdadeiras e das frações de líquido obtidas do programa em FORTRAN com e sem o uso do recurso do “nível de corte”. Note-se como os valores das frações de líquido sem corte são discrepantes em relação aos valores das frações de líquido verdadeiras.

Tab 5.1 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Anular concêntrico ar-água			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,8095	0,9639	0,8100	0,1544

Tab 5.2 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Estratificado ar-água			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,7477	0,5370	0,7475	0,2107
0,5000	0,3357	0,5000	0,1643
0,2523	0,2166	0,2525	0,0357

Tab 5.3 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Anular concêntrico água-nylon			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,8095	0,9572	0,8100	-0,1477

Tab 5.4 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Core-flow ar-nylon			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,8095	0,6893	0,8100	0,1202

No Anexo 3 encontra-se uma análise comparativa entre resultados numéricos e analíticos para o sensor cheio de água, cheio de ar e cheio de nylon para o caso de eletrodos aterrados.

## 5.2 – Curva de calibração do instrumento

A curva de calibração obtida para o transdutor obedeceu a um rigoroso processo em que se procurou eliminar todas as possíveis fontes de erros. Para a obtenção desta curva, como visto no Capítulo 4, foi construído um banco de capacitores com 16 valores de capacitâncias que variaram de 0,36671pF até 12,8650pF.

Esse banco de capacitores foi construído tomando-se todos os cuidados que a eletrônica exige para que um capacitor não exerça influência no valor dos outros como também eles não sofram influência externa e para isso uma placa de circuito impresso com o conjunto de capacitores foi colocada no interior de uma caixa metálica. Tomou-se também cuidado para que não se tenha contato com os capacitores evitando assim a mobilidade que alteraria o valor da capacitância. A ligação entre a caixa metálica com outros equipamentos é feita por meio de cabo coaxial e foi observado também que as possíveis posições dos cabos como também diferentes tamanhos entre 30cm e 1m não alteram os valores das capacitâncias.

Tomou-se a precaução de se calibrar do banco de capacitores na frequência do sinal senoidal do oscilador que se encontra montado no circuito transdutor. O sinal dos oscilador é o sinal que é enviado aos eletrodos fonte do sensor de capacitância para realização das medidas. As Figuras 4.11 e 4.12 mostram como as capacitâncias de dois capacitores variam inversamente com o aumento da frequência. A calibração dos capacitores foi realizada utilizando-se um aparelho padrão de fabricação da HP com fornecimento de leitura de seis dígitos e de alta precisão como mostrado no Capítulo 4.

A análise estatística da calibração do banco de capacitores mostrou uma incerteza máxima de 0,00315pF ou 3,15fF o que é considerado muito satisfatório, pois o menor valor de capacitância do banco de capacitores é 116,42 vezes maior do que essa incerteza máxima.

### 5.3 – Fração de vazio

Primeiramente, deve-se ressaltar a confiabilidade do método usado na medição da fração de vazio. Embora o uso do micrômetro na determinação da fração de vazio e em contorno de interfaces seja um procedimento já existente, a anexação de um circuito eletrônico associado ao micrômetro para emitir sinais luminoso e sonoro no momento em que a haste do micrômetro (Figura 4.16) encosta no líquido é um recurso eficiente, que elimina a subjetividade dos processos de leitura visual. Esse processo eletrônico de identificação da interface revela-se ainda mais importante quando se deseja determinar interfaces em experimentações em regime dinâmico ou em casos nos quais o tubo sensor precise ser construído com material opaco ou de pouca transparência, isto é, quando a visibilidade se mostrar comprometida. Esse método eletrônico pode também ser usado para se delinear o contorno da interface quando adaptado a um sistema mecânico que permite rotação angular, como também para calibrar outros aparatos para medição da fração de vazio, como a sonda de fios paralelos.

A maior incerteza envolvida neste tipo de medição é muito pequena, da ordem de 0,0075 e se encontra na região central do tubo. Essa incerteza é apresentada em valores absolutos de fração de vazio como mostrada na Tabela 4.6 no item 4.5.2. Na região central onde a fração de vazio é de 0,50 uma incerteza de 0,0075 corresponderia a um intervalo de fração de vazio de [0,4925 ; 0,5075].

Esse processo, além de ser extremamente simples, de baixo custo e de fácil construção se mostrou bastante confiável devido a sua robustez e a pequena incerteza gerada no processo de medição de fração de vazio.

#### 5.4 – Relação entre fração de líquido e capacitância experimental na composição ar-água

Dissemos na introdução deste trabalho que um dos seus objetivos seria a obtenção de uma relação entre a fração de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ) ( $\beta_v = 1 - \alpha$ ) e os valores de capacitância para o padrão de escoamento do tipo estratificado. Para isto foi feita uma análise do comportamento dos valores das 17 frações de líquido em função dos valores das capacitâncias medidas de cada um dos pares de eletrodos. Como são possíveis 28 combinações de pares de eletrodos foram analisadas 28 curvas de fração de líquido em função da capacitância.

Essa análise tinha o objetivo de encontrar uma curva que possuísse o comportamento mais próximo do linear e um coeficiente angular mais próximo de  $45^\circ$ . Na procura desta relação observou-se que, de um modo geral, os valores de capacitância dos pares de eletrodos pertencentes aos grupos 1, 2 e 4 (Tabela 3.2) possuem comportamentos muito irregulares. Para todas as curvas em que se usou valores capacitância dos pares de eletrodos pertencentes a estes grupos, observava-se um brusco aumento dos valores de capacitância assim que o líquido atingia a região abrangida pelos eletrodos envolvidos na medida e quando a altura do líquido ultrapassava essa região, os valores de capacitância variavam muito pouco ou, ao contrário, apresentavam uma forte queda, resultando em uma duplicidade de valores de capacitância para uma mesma fração de líquido. Os valores de capacitância desses pares de eletrodos não são adequados para se estabelecer uma relação com a fração de líquido, pois, quando plotados (Figura 5.1), verifica-se grandes variações de capacitância para pequenas variações de fração de líquido ou grandes variações de fração de líquido para pequenas variações de capacitância ou ainda, como dito anteriormente, ocorre uma duplicidade de valores. Em algumas dessas curvas, quando a variação da fração de líquido é muito pequena em relação à variação da capacitância nem sempre há como distinguir entre valores de fração de líquido representando-as com apenas duas casas decimais. Representar esses valores com mais de duas casas decimais seria desconsiderar a resolução do micrômetro (0,01cm), o instrumento base usado para medir fração de líquido nos testes experimentais.

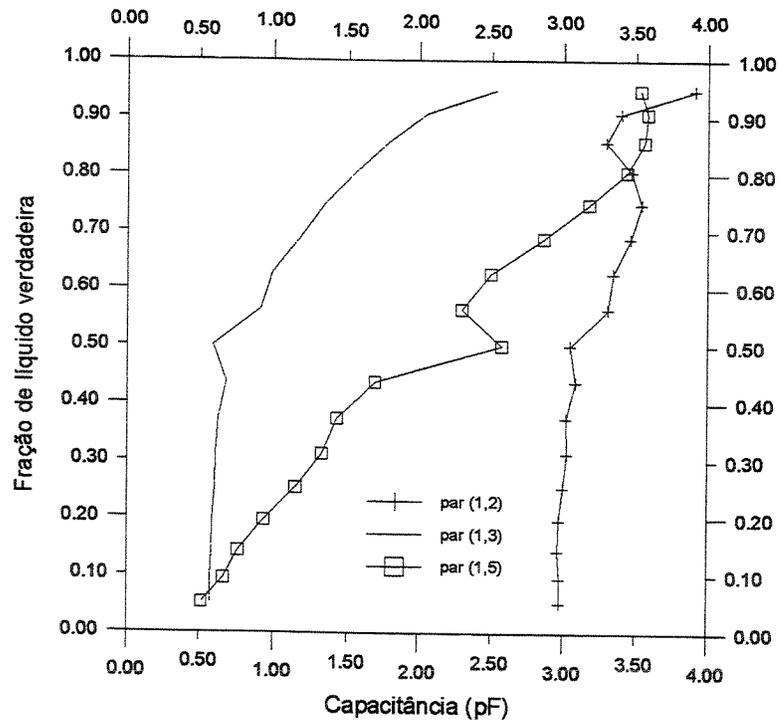


Figura 5.1 – Comportamento dos valores da fração de líquido em função da variação da capacitância dos pares de eletrodos dos grupos 1,2 e 4.

Observou-se que os valores de capacitância dos pares de eletrodos pertencentes ao grupo 3 (Tabela 3.2) apresentam uma variação suave quando se varia a fração de líquido, por isso esses pares de eletrodos foram os escolhidos para compor a relação (Equação 4.13) entre a fração de líquido e os valores de capacitância na composição multifásica ar-água. Na procura dessa relação foi observado que nenhum par de eletrodos isoladamente serviria para estabelecer essa relação. Assim, procurou-se uma combinação de pares de eletrodos na qual a inclinação da curva resultante se mostrasse mais próxima de 45 graus, já que nessa disposição as variações entre a fração de líquido e a capacitância são proporcionais. Por isso, os valores de capacitância usados na relação (Equação 4.13) é uma combinação resultante de uma média aritmética dos valores de capacitância dos dois pares de eletrodos mais opostos de cada metade do tubo sensor: par de eletrodos (1,4) na metade superior e par de eletrodos (1,5) na metade inferior (Tabela 5.5). A Figura 5.2 mostra o comportamento dos valores da fração de líquido em função da capacitância dos pares de eletrodos (1,4), (1,5) e (1,4)+(1,5).

Ressaltamos que na obtenção da Equação 4.13 foram usados os valores de capacitância bruta obtidos através da curva de calibração (Equação 4.2) e não os valores de capacitância normalizada (Equação 3.9), pois os valores de capacitância normalizada têm uma maior possibilidade de possuírem erros embutidos, uma vez que cada um dos valores de capacitância normalizada é resultado de três operações aritméticas, sendo duas de subtração envolvidas por uma divisão.

Tabela 5.5 – Valores da fração de líquido verdadeira e das capacitâncias dos pares de eletrodos (1,4); (5,8) e (1,4) + (5,8).

Fração de líquido verdadeira $\beta_v$ (%)	Capacitância (pF)		
	par (1,4)	par (5,8)	par (1,4)+(5,8)
94,80	3,50972	3,51071	3,51021
90,59	3,58180	3,58706	3,58443
85,76	3,48607	3,62848	3,55728
80,45	3,16840	3,68234	3,42537
74,77	2,63287	3,76652	3,19970
68,81	2,11548	3,84162	2,97855
62,65	1,58484	3,91353	2,74919
56,36	1,33090	3,97228	2,65159
50,00	0,80665	4,04775	2,42720
43,65	0,72098	3,98090	2,35094
37,35	0,58454	3,53479	2,05967
31,19	0,54490	3,25410	1,89950
25,23	0,51637	2,67778	1,59707
19,55	0,49868	1,86147	1,18007
14,24	0,48197	1,22603	0,85400
9,41	0,48224	0,94356	0,71290
5,21	0,47940	0,56047	0,51993

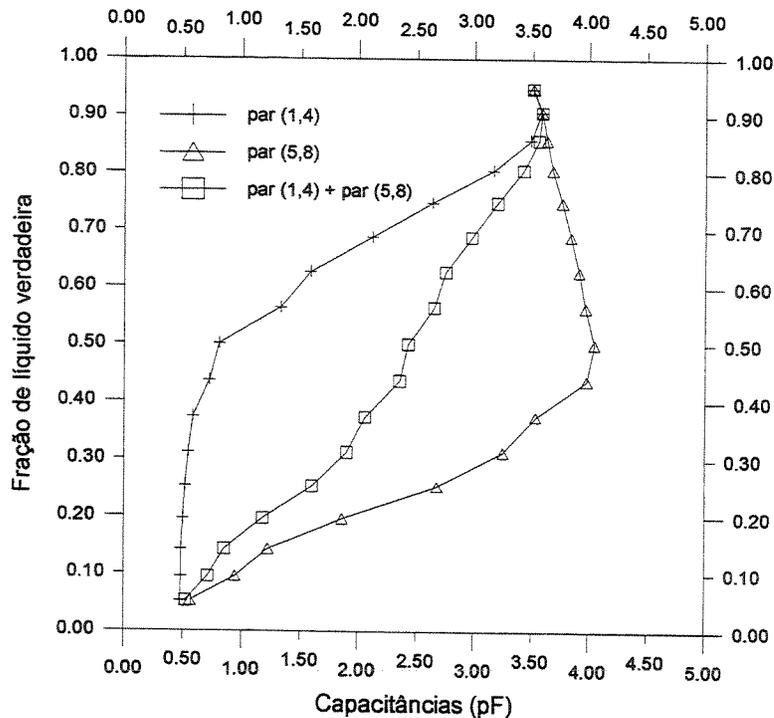


Figura 5.2 – Curvas da fração de líquido em função da capacitância experimental.

A incerteza envolvida no cálculo de um valor de fração de líquido através da Equação 4.13 como calculada no item 4.7.1 é de  $\pm 0,0298$  para um intervalo de confiança de 95%. É uma incerteza bastante pequena atestando que o procedimento adotado favoreceu uma relação em que a curva de regressão se ajustou perfeitamente aos pontos. Como comprovação deste ajuste a Figura 5.3 mostra a concordância entre a fração de líquido calculada através da Equação 4.13 e a fração de líquido verdadeira medida com o micrômetro. Nesta mesma figura é mostrada a concordância ideal que seria uma curva com declividade de 45 graus. Uma declividade com este valor garante que os valores de fração de líquido calculada são iguais aos valores de fração de líquido medida.

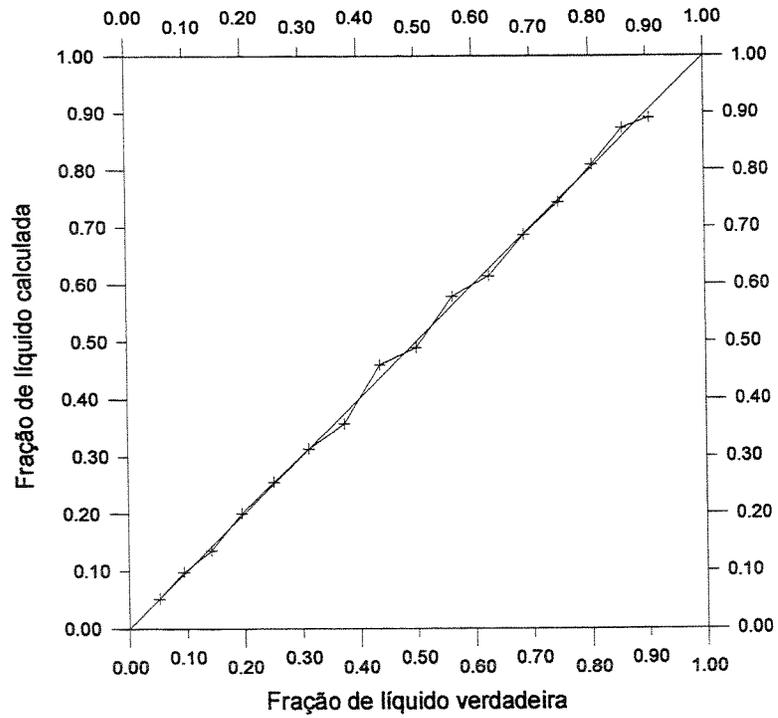


Figura 5.3 – Comportamento da fração de líquido calculada e da fração de líquido verdadeira (curva com marcas +) e a reta sem marcas representa o comportamento ideal entre essas frações.

## **5.5 – Métodos utilizados na validação de resultados experimentais**

Embora as simulações numéricas já tenham atestado a confiabilidade do processo de reconstrução de imagens através do método de retro-projeção-linear, antes de analisarmos os resultados das imagens obtidas através do nosso experimento apresentaremos estratégias de validação de resultados adotadas por dois autores, a saber, Yang et alli (1999) e Xie et alli (1994). Embora os procedimentos adotados por esses autores no processo de reconstrução de imagens não sejam coincidentes com os nossos, a metodologia por eles utilizada serve para validar o desempenho e a confiabilidade do nosso próprio processo. Em alguns casos, será possível inclusive estabelecer analogias entre os nossos resultados e os resultados apresentados por esses autores.

### **5.5.1 – Experimento de Yang et alli**

Usando o método de retro-projeção-linear Yang et alli (1999) constroem imagens de alguns testes experimentais utilizando dois processos diferentes de normalização das capacitâncias. O primeiro processo de normalização corresponde ao processo convencional que os autores chamam de “antigo”. Esse processo convencional já foi mostrado na Equação 3.9. No novo processo desenvolvido por esses autores, a capacitância normalizada é calculada levando-se em conta uma série de condições e detalhes. Seguiremos os passos dos autores para realçar as duas estratégias de validação por eles utilizadas na legitimação dos resultados do experimento. Primeiramente, Yang et alli (1999) validam sua nova técnica através de uma comparação das imagens obtidas pelos dois processos, evidenciando como as imagens obtidas através da técnica por eles desenvolvida excederam em qualidade aquelas obtidas a partir do processo convencional. A validação do novo processo desenvolvido pelos autores também é feita através de uma análise comparativa entre os erros das frações de volume obtidas através do novo processo e os erros das frações de volume usando o processo antigo ou convencional, ambos em relação à fração de volume verdadeira. Para os autores, essa análise comparativa entre as frações de volume calculadas e a fração de volume verdadeira quantifica com objetividade a confiabilidade do método.

Para a obtenção desses erros, os autores realizaram medidas de frações de volume em dois tipos de experimento.

- O primeiro experimento envolve dois casos do padrão anular. O primeiro caso é o padrão anular excêntrico, onde os autores colocam no interior do tubo sensor encostado à parede um cilindro de material plástico ocupando uma fração de volume de 19,7%. O segundo caso é o padrão anular concêntrico onde os autores colocam de forma concêntrica no interior do sensor o mesmo cilindro plástico.
- No segundo experimento, os autores usam o ar para fluidizar um leito formado por pelotas de vidro em diversas frações de volume.

Yang et alli (1999) compararam visualmente as imagens tomográficas obtidas dos dois experimentos e consideraram muito superiores em qualidade aquelas obtidas usando o novo processo. Já a comparação entre os valores de fração de líquido obtidas nos dois experimentos e os valores da fração de líquido verdadeira encontram-se nas tabelas 5.6 e 5.7.

Tabela 5.6 – Comparação entre frações de líquido.

Cilindro plástico ocupando 19,7% de	Resultado usando o método antigo (%)	Resultado usando o método novo (%)	Erro usando o método antigo (%)	Erro usando o método novo (%)
Colocado junto à parede do tubo	15,1	22,3	-23,4	13,2
Colocado no centro do tubo	10,6	20,6	46,2	4,6

Tabela 5.7 – Comparação entre frações de líquido.

Fração de volume verdadeira (%)	Resultado usando o método antigo (%)	Resultado usando o método novo (%)	Erro usando o método antigo (%)	Erro usando o método novo (%)
14	2	12	-85,7	-14,3
21	6	19	-71,4	-9,5
28	11	30	-60,7	-7,1
35	15	36	-57,1	2,9

### 5.5.2 – Experimento de Xie et alli

Xie et alli (1994), através de tomografia elétrica por capacitância usando sensores com oito e doze eletrodos e fazendo uso de um algoritmo baseado no método de retro-projeção-linear, apresentam uma série de resultados comparativos entre as frações reais de componentes e as frações desses mesmos componentes obtidas experimentalmente de alguns padrões. Do trabalho de Xie et alli (1994) apresentaremos apenas comparações entre frações de componentes estudadas nos padrões de escoamento que apresentam semelhança com os padrões estudados em nosso trabalho. Os resultados obtidos por Xie et alli (1994) servem como parâmetro para ilustrar a validade dos resultados obtidos em nosso próprio experimento.

Para efetuar as medições experimentais de capacitância simulando o padrão *core-flow* concêntrico e *core-flow* excêntrico o autor selecionou um conjunto de dez bastões cilíndricos de diversos diâmetros ( $\phi_b$ ) de material plástico com permissividade relativa igual a 2,7 (Tabela 5.8). No caso do padrão *core-flow* excêntrico esses bastões foram colocados em diversas posições excêntricas no interior do sensor e não só encostado à parede do tubo na parte inferior como no nosso caso.

Tabela 5.8 – Diâmetro dos tarugos e a fração de volume.

Bastão	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\phi_b$ (mm)	9	15	20	27	40	57	70,5	80	111	127
$\beta_s$	0,34%	0,95%	1,69%	3,07%	6,75%	13,75	21%	275	51,95%	68%

Para todas as situações testadas em que se utilizou o bastão Xie et alli (1994) denominaram os tipos de padrões obtidos como sendo *core-flow*, para diferenciar de um padrão anular por eles conseguidos com a utilização de um tundo plástico colocado no interior do sensor e a região entre o tubo e o sensor foi preenchida com querosene. Para os testes realizados no padrão *core-flow* concêntrico e *core-flow* excêntrico, o que no nosso trabalho nos denominamos de fração de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ) os autores denominam de fração do componente simbolizada por  $\beta_s$  e é calculada como a área ocupada pelo bastão dividida pela área da região interna do sensor. Os valores de  $\beta_s$  para todos os diâmetros dos bastões encontram-se na Tabela 5.8. Para o caso

estratificado, a maneira como os autores calcularam a fração do componente  $\beta_s$  (nosso  $\beta_v$ ) não difere da forma como calculamos em nosso experimento ou seja: como a área ocupada pelo líquido (que no caso em apreço foi o querosene de permissividade relativa igual a 2,5) dividida pela área da região interna do sensor. Os valores das frações dos componentes ( $\beta_s$ ) estudados no padrão estratificado se encontram na Tabela 5.11. O tubo sensor utilizado no experimento é constituído de acrílico com diâmetro interno igual a 154mm.

As diferenças nas nomenclaturas de padrões de escoamento para situações semelhantes e na escolha de um dos componentes para a partir da área ocupada por esse componente se determinar a sua fração em relação à área da região interna do sensor não tem importância para essa comparação entre os resultados obtidos por Xie et alli (1994) e os resultados obtidos no nosso trabalho. Tentamos apenas demonstrar de forma comparativa os erros absolutos e relativos entre as frações de componentes.

Xie et alli (1994) simbolizaram a fração do componente obtida através do programa que calcula o grau de cinza (nosso  $\beta_{cc}$ ) como  $\beta_r$  e o erro absoluto entre essa fração de componente e a fração verdadeira do componente ( $\beta_s$ ) o autor denominou de CFME (*component fraction measurement error*), que podemos traduzir como a erro na medida da fração do componente, representada conforme a Equação 5.1. Como o valor  $\beta_r$  é extremamente complicado de se obter, uma outra forma de calcular o que o autor chama de CFME é apresentada como uma composição de erros (Equação 5.2).

$$CFME = \beta_r - \beta_s \quad (5.1)$$

$$CFME = \beta_s (AE + PE + AE \cdot PE) \quad (5.2)$$

Na Equação 5.2 AE é o erro de área e é calculado a partir de uma relação entre pixels, PE é o erro de permissividade relativa do sistema e é calculado a partir de uma relação entre graus de cinza.

Para cada fração de componente de cada padrão de escoamento Xie et alli (1994) apresentam os valores de  $\beta_s$ , AE e PE e fazendo uso desses valores apresentados calcularemos os erros absolutos e os erros relativos entre a frações reais dos componentes e as frações dos testes experimentais obtidas através do método utilizados pelos autores.

Para o padrão de escoamento que o autor denominou de *core-flow* concêntrico foram realizadas quatro medidas sendo uma em cada fração de componente. Todos os valores das frações dos componentes, dos erros absolutos e dos erros relativos de todas os padrões de escoamentos na diversas frações de componentes encontram-se nas Tabela 5.9 a 5.11.

Tabela 5.9 – Valores das frações dos componentes e dos erros no padrão *core-flow* concêntrico.

<i>Core-flow</i> concêntrico						
Bastão	$\beta_s$ (%)	AE (%)	PE (%)	$\beta_r$ (%)	CFME (%)	CFME/ $\beta_s$ (%)
5	6,75	387,0	-84,4	5,13	-1,62	-24,03
6	13,7	62,80	-49,5	11,26	-2,44	-17,79
7	21,0	87,00	-61,9	14,96	-6,04	-28,75
9	52,0	-8,500	-3,90	45,72	-6,28	-12,07

Tabela 5.10 – Valores das frações dos componentes e dos erros no padrão *core-flow* excêntrico.

<i>Core-flow</i> excêntrico						
Bastão	$\beta_s$ (%)	AE (%)	PE (%)	$\beta_r$ (%)	CFME (%)	CFME/ $\beta_s$ (%)
6	13,7	110,4	-62,5	10,81	-2,89	-21,10
6	13,7	168,0	-74,2	9,47	-4,23	-30,87
6	13,7	57,70	-46,7	11,52	-2,18	-15,95

Tabela 5.11 – Valores das frações dos componentes e dos erros no padrão estratificado.

Estratificado					
$\beta_s$ (%)	AE (%)	PE (%)	$\beta_r$ (%)	CFME (%)	CFME/ $\beta_s$ (%)
10,6	43,0	-28,1	10,90	3,00	2,82
48,4	-13,0	-18,5	34,32	-14,08	-29,09
83,6	-4,3	-9,0	72,80	-10,80	-12,91

## 5.6 – Imagens obtidas para o caso experimental na composição ar-água

Antes de analisarmos as imagens, queremos mostrar a disposição do tubo sensor no aparato experimental. O posicionamento do tubo sensor no aparato experimental foi colocado de modo que se uma linha imaginária perpendicular dividisse o sensor em duas metades – esquerda e direita – teríamos quatro eletrodos em cada metade. Cada eletrodo de cada metade tem o seu correspondente em altura na outra metade (eletrodo1 e eletrodo 4; eletrodo2 e eletrodo 3; eletrodo8 e eletrodo 5; eletrodo7 e eletrodo 6) (Figura 5.4). Esta disposição foi assim escolhida para tentar promover uma simetria da imagem construída em relação a essa linha vertical imaginária e, conseqüentemente, em relação aos eletrodos simétricos de cada metade. Essa disposição facilita a verificação da qualidade das imagens construídas quando o contorno dessas imagens são comparados com o contorno das imagens do padrão de escoamento que se desejava construir. A verificação qualitativa é feita não só analisando a forma final da imagem mas também deslocamentos indevidos dessas imagens para qualquer dos lados provocando assimetria em relação a essa linha imaginária.

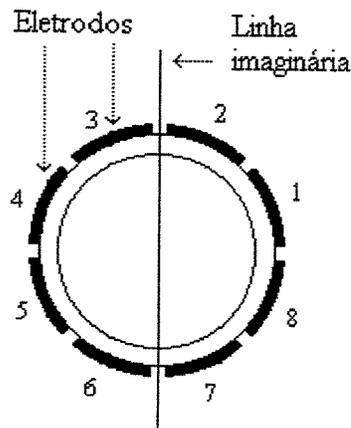


Figura 5.4 – Disposição dos eletrodos em cada metade do tubo sensor

As imagens experimentais do padrão estratificado para a composição ar-água (Figuras 4.23 a 4.40) refletem qualitativamente o tipo de padrão simulado, permitindo perfeitamente a sua interpretação. Como é característica do sistema de tomografia elétrica por capacitância a

sensibilidade no centro do sensor ser baixa e bem mais forte nas proximidades da parede do tubo, justifica-se a depressão na região central do sensor observada nas imagens reconstruídas. Todos os valores de capacitância dos pares de eletrodos para todas as frações de vazão ficaram dentro do intervalo de capacitância obtido na curva de calibração sem necessidade de extrapolação de valores.

### 5.6.1 – Comparação entre os valores das frações de líquido na composição ar-água

Na composição multifásica ar-água para o caso experimental, o programa em FORTRAN responsável pelo cálculo do grau de cinza gerou valores de fração de líquido com nível de corte e sem nível de corte para dois casos distintos: primeiro caso quando se impôs como fração de líquido de entrada no programa a fração de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ) obtida com o micrômetro e segundo caso quando o programa calculou a fração de líquido de entrada ( $\beta_c$ ) a partir da Equação 4.13. A Tabela 5.12 mostra os valores das frações de líquido sem nível de corte e com nível de corte para esses dois casos.

Tabela 5.12 – Valores das frações de líquido com nível de corte e sem nível de corte obtidas com a fração de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ) e com a fração de líquido calculada ( $\beta_c$ ).

Usando a fração de líquido verdadeira			Usando a fração de líquido calculada		
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_c$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$
0,9059	0,7252	0,9050	0,8906	0,7252	0,9050
0,8576	0,6903	0,8575	0,8729	0,6903	0,8575
0,8045	0,5765	0,8038	0,8089	0,5765	0,8038
0,7477	0,6350	0,7475	0,7432	0,6350	0,7475
0,6881	0,5983	0,6888	0,6867	0,5983	0,6888
0,6265	0,5519	0,6275	0,6137	0,5519	0,6275
0,5636	0,5369	0,5638	0,5777	0,5369	0,5638
0,5000	0,5054	0,5000	0,4895	0,5054	0,5000
0,4365	0,4794	0,4675	0,4595	0,4794	0,4375
0,3735	0,4519	0,3738	0,3566	0,4519	0,3738
0,3119	0,4386	0,3113	0,3124	0,4386	0,3113
0,2523	0,4084	0,2525	0,2551	0,4084	0,2525
0,1955	0,3594	0,1963	0,2002	0,3594	0,1963
0,1424	0,3172	0,1425	0,1349	0,3172	0,1425
0,0941	0,2970	0,0950	0,0981	0,2970	0,0988
0,0521	0,0250	0,0525	0,0520	0,0250	0,0525

As imagens construídas sem o recurso do nível de corte não apresentam uma disposição clara e definida da interface dos componentes e os valores das frações de líquido sem corte ( $\beta_{sc}$ ) relacionados a essas imagens não condizem com a realidade do padrão simulado ou medido experimentalmente.

A Tabela 5.13 apresenta uma comparação entre os valores das frações de líquido verdadeiras ( $\beta_v$ ) e calculadas ( $\beta_c$ ) Nesta tabela observa-se que a diferença entre os valores verdadeiros e calculados, assim como o erro percentual entre esses valores em relação ao verdadeiro são muito pequenos. Em face das pequenas diferenças e dos pequenos erros entre os valores de fração de líquido verdadeiros e calculados mostrados nas Tabelas 5.12 e 5.13 pode-se concluir que tanto o método empregado para calcular a fração de líquido como a equação que relaciona os valores de fração de líquido com a capacitância podem ser usados com confiabilidade.

Tabela 5.13 – Erros absolutos e relativos entre as frações de líquido.

$\beta_v - \beta_c$	$(\beta_v - \beta_c) / \beta_v$ (%)
0,0153	1,6889
-0,0153	-1,7841
-0,0044	-0,5469
0,0045	0,6018
0,0014	0,2035
0,0128	2,0431
-0,0141	-2,5018
0,0105	2,1000
-0,0230	-5,2692
0,0169	4,5248
-0,0005	-0,1603
-0,0028	-1,1098
-0,0047	-2,4041
0,0075	5,2668
-0,0040	-4,2508
0,0001	0,1919

Para cada fração de líquido, a Tabela 5.13 mostra uma distribuição dos erros absolutos e relativos entre os valores das frações de líquido verdadeira e os valores de frações de líquido

calculadas através da curva de calibração (Equação 4.2.). A Tabela 5.13 vem confirmar a nossa análise estatística da incerteza de um valor de fração de líquido calculada através da Equação 4.13, ao apontar como o maior erro absoluto entre os valores de fração de líquido verdadeira e calculada como sendo de 0,0230, inferior, portanto, à incerteza de 0,0298 estabelecida no item 4.7.1.

Embora, como dito anteriormente, não se possa estabelecer relações comparativas entre métodos diferentes, os processos propostos por Yang et alii (1999) e por Xie et alii (1994) para o cálculo da fração de líquido apresentam resultados que, quando comparados à fração de líquido verdadeira, resultam em erros bem mais altos do que os erros apresentados em nosso experimento para o caso do padrão estratificado, quando a fração de líquido é obtida através de uma relação com valores de capacitância medida.

## **5.7 – Imagens obtidas para o caso experimental na composição água-nylon**

Como se pode ver no Capítulo 4, as imagens experimentais (Figuras 4.41 a 4.48) da composição água-nylon também foram bastante satisfatórias. Em todas as imagens pertencentes ao padrão anular é possível identificar com clareza esse tipo de padrão, sendo a mais nítida aquela pertencente ao padrão anular concêntrico.

Observa-se em todas as imagens de contorno do padrão anular excêntrico uma certa assimetria. Essa assimetria se mostra como um deslocamento da região que contém o componente nylon para o lado esquerdo, provocando um encolhimento na região que contém água. Esses detalhes são vistos nas Figuras 4.43 a 4.48. Esse deslocamento não parece estar associado a irregularidades na função de distribuição de sensibilidade causada por problema na malha de elementos finitos, pois as imagens numéricas não apresentaram esse problema, como também nenhuma das imagens do padrão estratificado ar-água. Essa assimetria estaria associada a variações na espessura da parede do tubo sensor, a eletrodos com áreas diferentes e/ou mal posicionados, a diferentes quantidades de camada de cola nos diferentes eletrodos, à existência de pequenos bolsões de ar entre o eletrodo e a parede do tubo ou mesmo a uma combinação desses fatores.

A influência que as pequenas variações nos parâmetros do sensor podem causar nos valores de capacitância será vista mais adiante, quando analisarmos os valores das capacitâncias numérica e experimental.

### **5.7.1 – Comparação entre os valores das frações de líquido na composição água-nylon**

Em virtude de só termos obtido valores de capacitância para apenas uma fração de líquido no padrão anular concêntrico e valores de capacitância para três frações de líquido no padrão anular excêntrico não julgamos ter uma quantidade suficiente de valores de fração de líquido e os correspondentes valores de capacitância dos diversos pares de eletrodos para poder obter uma relação representativa entre esses parâmetros. Em face do exposto, os valores das frações obtidas através do programa que calcula o grau de cinza para esta composição multifásica foram obtidos

usando-se apenas como fração de líquido de entrada a fração de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ) ou seja, o valor da fração de líquido obtida experimentalmente com o micrômetro.

A Tabelas 5.14 e 5.15 mostram os valores das frações de líquido verdadeiras ( $\beta_v$ ) e das frações de líquido calculados com e sem o recurso do nível de corte ( $\beta_{cc}$ ) para o caso dos padrões anular concêntrico e excêntrico respectivamente. Estas tabelas também mostram os erros absolutos entre os valores dessas frações de líquido verdadeiras e sem corte. Note-se como os valores das frações de líquido sem corte são discrepantes em relação aos valores das frações de líquido verdadeiras.

Tab 5.14 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Anular concêntrico água-nylon			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,8095	0,8584	0,8100	0,0489

Tab. 5.15 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Anular excêntrico água-nylon			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,6759	0,8515	0,6750	0,1756
0,5589	0,8502	0,5588	0,2913
0,4239	0,8283	0,4238	0,4044

## 5.8 – Imagens obtidas para o caso experimental na composição ar-nylon

No que diz respeito às imagens obtidas para a composição ar-nylon, a melhor imagem foi aquela conseguida para o padrão *core-flow* (Figura 4.50). As imagens do padrão anular excêntrico não foram satisfatórias, na medida em que, tal como apresentadas nas Figuras 4.52 a 4.57 essas imagens se apresentaram como se os cilindros de nylon preenchessem todo o semi-círculo inferior do sensor, ou seja, não apresentaram os contornos verdadeiros dos cilindros de nylon utilizados para simulação do padrão nos testes experimentais. Mesmo assim, essas imagens podem ser identificadas por um analista experiente, que perceberia nessas imagens uma elevação na região central do tubo, ao contrário dos escoamentos multifásicos horizontais, cujos padrões de escoamento e suas transições apresentam um afundamento e não uma elevação côncava na região central da tubulação (Figuras 4.52 a 4.57). Uma das características de uma imagem construída utilizando-se o método de retro-projeção-linear é apresentar um afundamento na área que representa a região central do sensor devida à baixa sensibilidade à capacitância nessa região afetando os valores das medidas. Essa baixa sensibilidade pode ser observada nos mapas de sensibilidade (Figuras 3.19 a 3.22), mapas esses que são utilizados como fator multiplicante na equação de obtenção do grau de cinza dos pixels. Assim, caso existisse algum afundamento no padrão real medido, esse afundamento seria ainda mais enfatizado devido ao método de retro-projeção-linear. Não é isso o que ocorre nas Figuras 4.52 a 4.57. A forma côncava da elevação que aparece nas imagens permite a um especialista perceber que o objeto imageado tem forma cilíndrica. Fatores tais como a proximidade nos valores de permissividades relativas do tubo sensor de acrílico e do cilindro de nylon, a baixa permissividade do ar associada à estreita camada de ar entre o tubo sensor e o cilindro de nylon parecem ter impedido o circuito de perceber a presença de um componente (ar) nas laterais entre o tubo sensor e o cilindro de nylon.

### 5.8.1 – Comparação entre os valores das frações de líquido na composição ar-nylon

Como no caso da composição água-nylon, também julgamos insuficiente a quantidade de frações de líquido e dos correspondentes valores de capacitância para garantir a obtenção de uma equação proveniente de uma relação entre esses valores. No padrão *core-flow* concêntrico temos valores de capacitância para apenas uma fração de líquido e no padrão anular excêntrico obtivemos valores de capacitância para três frações de líquido.

A Tabelas 5.16 e 5.17 mostram os valores das frações de líquido verdadeiras ( $\beta_v$ ) e das frações de líquido calculados com e sem o recurso do nível de corte ( $\beta_{cc}$ ) para o caso dos padrões *core-flow* e anular excêntrico respectivamente. Estas tabelas também mostram os erros absolutos entre os valores dessas frações de líquido verdadeiras e sem corte. Note-se como os valores das frações de líquido sem corte são discrepantes em relação aos valores das frações de líquido verdadeiras.

Tab 5.16 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

<i>Core-flow</i> ar-nylon			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,8095	0,6572	0,8088	0,1523

Tab 5.17 – Representação dos valores das frações de líquido verdadeira ( $\beta_v$ ), sem corte ( $\beta_{sc}$ ) e com corte ( $\beta_{cc}$ ).

Anular excêntrico ar-nylon			
$\beta_v$	$\beta_{sc}$	$\beta_{cc}$	$\beta_v - \beta_{sc}$
0,6759	0,5672	0,6762	0,1087
0,5589	0,5189	0,5588	0,0400
0,4239	0,4970	0,4238	- 0,0731

Utilizando esse mesmo aparato experimental é possível identificar qual o padrão de escoamento foi medido dentre os padrões estratificado, anular, e *core-flow*. Essa identificação é

feita através da comparação do comportamento dos valores de capacitância em função da fração de vazio de alguns pares de eletrodos em cada um dos padrões (Xie et alli, 1989-Part 2). Uma alternativa para a melhoria na qualidade das imagens construídas (sem grandes mudanças no programa e nem no método de retro-projeção-linear) seria estabelecer uma relação entre a fração de líquido ( $\beta_{cc}$ ) com parâmetros característicos dos padrões estratificados, anular, e *core-flow*. No caso estratificado, a qualidade da imagem construída poderia ser melhorada do seguinte modo: primeiro – identifica-se o padrão de escoamento utilizando a técnica apresentada (Xie et alli, 1989-Part 2) e determina-se a fração de líquido com corte ( $\beta_{cc}$ ), segundo – com uma relação previamente estabelecida entre a fração de líquido e a altura que o líquido ocuparia no interior do tubo. Em posse desta altura o programa consideraria todos os pixels que estivessem abaixo desta altura preenchidos com líquido, ou seja, no processo de nível de corte esses pixels teriam valor igual a 1 (um) e os demais com valor igual a 0 (zero). Outras relações poderiam ser estabelecidas para os dois outros padrões.

## 5.9 – Capacitâncias numéricas e experimentais

As capacitâncias numéricas e experimentais para o ar, água e para o nylon não apresentaram boa concordância para alguns pares de eletrodos, como pode ser visto nas Tabelas 5.18 a 5.20, embora tenham apresentado erros significativamente menores do que os relatados em estudos semelhantes, que chegam a apresentar divergências acima de 500% entre as capacitâncias numéricas e experimentais.

Tabela 5.18 – Valores de capacitância numérica e experimental com o tubo cheio de ar.

Par de eletrodos	Capacitâncias com o tubo cheio de ar (pF)	
	numérica	experimental
(1,2)	1,46121	2,17803
(1,3)	0,40044	0,48453
(1,4)	0,22935	0,39917
(1,5)	0,19214	0,35806

Tabela 5.19 – Valores de capacitância numérica e experimental com o tubo cheio de água.

Par de eletrodos	Capacitâncias com o tubo cheio de água (pF)	
	numérica	experimental
(1,2)	5,28418	4,98533
(1,3)	4,84325	3,95337
(1,4)	4,71215	3,90891
(1,5)	4,67514	3,86539

Tabela 5.20 – Valores de capacitância numérica e experimental com o tubo cheio de nylon.

Par de eletrodos	Capacitâncias com o tubo cheio de nylon (pF)	
	numérica	experimental
(1,2)	2,32963	3,46407
(1,3)	1,12955	0,84175
(1,4)	0,86555	0,65510
(1,5)	0,80036	0,63271

Essas discrepâncias podem ter diferentes causas, começando pelo modelo numérico empregado, que pode não ser bem representativo do fenômeno. O modelo numérico necessitaria

de uma melhor investigação, que poderia ser feita a partir de comparações em paralelo com testes experimentais, nos quais se tentasse detectar todas as possíveis causas de variação de capacitância. Essas investigações poderiam ser feitas variando-se outros parâmetros, como por exemplo: diferentes distâncias de blindagens, testes sem blindagens, diferentes malhas, diferentes tipos de elementos, além de combinações de variações de diversos parâmetros ao mesmo tempo e sempre comparando valores experimentais com valores numéricos até se chegar a um modelo numérico onde todas as variáveis que influenciam os valores de capacitâncias fossem determinadas.

Outro fator que poderia explicar as discrepâncias entre os valores de capacitância numérica e experimental decorre da simplificação para um caso bidimensional de um fenômeno que acontece no espaço. Associado a erros provocados por essa simplificação podem estar erros inerentes à construção do próprio sensor, como a exatidão da largura de todos os eletrodos e a certeza de que esses eletrodos tenham sido colados no transdutor numa disposição realmente paralela. Tomemos um exemplo que pode ilustrar o erro no valor de capacitância provocado por uma diferença de apenas **um grau** na largura de um eletrodo, que assim provocaria a aproximação ou o afastamento dos eletrodos vizinhos alterando a simetria. Na Figura 3.10 que exhibe o comportamento dos valores de capacitância com a variação do ângulo para o caso de eletrodos livres flutuantes para o tubo sensor cheio de água, escolhamos os pontos referentes ao par de eletrodos (1,2) e tomemos uma regressão linear para esses pontos. A regressão linear obtida é representada pela Equação 5.3.

$$C = 0,337833(Ae) - 8,60194 \quad (5.3)$$

C = capacitância

Ae = ângulo do eletrodo

Nessa equação aplicamos três diferentes valores de ângulos (com diferenças de um grau entre um valor e o valor seguinte) para obter os valores de capacitância correspondentes a essa variação (Tabela 5.21). Essa tabela mostra a influência nos valores da capacitância com uma pequena variação no ângulo do eletrodo.

Tabela 5.21 – Variação da capacitância com o ângulo do eletrodo.

Ângulo do eletrodo (graus)	Capacitância (pF)
40	4,91138
41	5,24921
42	5,58705

Outro fator que pode estar associado à diferença entre os valores numéricos e experimentais de capacitância é a variação da permissividade relativa do tubo sensor. Na Figura 3.14, que mostra o comportamento dos valores de capacitância em função da permissividade relativa do material do tubo sensor para o caso de eletrodos livres flutuantes com o tubo sensor cheio de água, tomemos uma regressão linear para o par de eletrodos (1,2) para obter a reta representada pela Equação 5.4.

$$C = 1,8523(Pr) - 0,295458 \quad (5.4)$$

C = capacitância

Pr = permissividade relativa do material do tubo sensor

Na Tabela 5.22 pode se ver a variação dos valores de capacitância quando na Equação 5.4, atribui-se alguns valores de permissividades relativas. Nessa tabela, tem-se uma idéia de como a capacitância varia com uma pequena variação na permissividade relativa do tubo sensor.

Tabela 5.22 – Variação da capacitância com a permissividade relativa do tubo.

Permissividade relativa do tubo	Capacitância (pF)
2,9	5,07621
3,0	5,26144
3,1	5,44667

Um outro erro que pode se juntar aos anteriores provocando variações nos valores de capacitância em relação aos numéricos pode estar associado à variação na espessura da parede do tubo sensor de acrílico, que observamos não ser uniforme. Na Tabela 3.19, obtida através

simulação numérica, nota-se que uma variação de espessura de 1,0mm ocasiona uma diferença de 2,00431pF para o caso de eletrodos livres flutuantes com o tubo cheio de água. Talvez se deva também considerar que nem a espessura da camada de cola que afixou os eletrodos no tubo sensor nem a espessura do eletrodo foram levadas em conta no processo de simulação numérica e isso pode ser também ser fonte de erro entre os valores numéricos e experimentais.

Todos esses fatores indicam que as respostas para as discrepâncias entre os valores de capacitância numérica e experimental poderiam surgir a partir de um aprimoramento mais rigoroso do modelo numérico, através de novas investigações que o tornasse ainda mais aproximado das condições reais do experimento.

## 5.10 – Circuitos eletrônicos

No circuito de transdução queremos evidenciar primeiramente que a sua extrema linearidade facilitou sua adaptabilidade e a sintonia com o tubo sensor, cujo conjunto forneceu sinais de tensão que, posteriormente convertidos em valores de capacitância, foram usados no processo de reconstrução das imagens que em muito se assemelharam ao padrão de escoamento que se intencionava construir.

A Equação 4.2 que representa a curva de calibração do transdutor é utilizada para se calcular a sensibilidade do circuito. A sensibilidade é obtida calculando-se o inverso do coeficiente angular desta curva que é (1,87396pF/V). Efetuando-se esta operação obtém-se uma sensibilidade de 0,53V/pF. A sensibilidade foi projetada para este valor por condições de adaptabilidade à placa de aquisição de dados, que estava programada para receber sinais de até 5V no máximo. Em testes experimentais comprovou-se que neste tipo de circuito trocando-se apenas alguns componentes (capacitores e resistores) pode-se permitir aumentar a sensibilidade para valores muito maiores do que este, podendo chegar a valores iguais a 10V/pF.

Usando os valores da Tabela 4.4 e a Equação 4.2 foi possível obter a variação da linha base em termos de valores de capacitância, e para isso calculou-se os valores de capacitância no início e no término do tempo estabelecido. A diferença entre os dois valores de capacitância representa o *drift* do transdutor. A Tabela 5.23 mostra que o *drift* é de 3,03fF, portanto muito pequeno da mesma ordem de grandeza dos circuitos consagrados em tomografia elétrica por capacitância.

Tabela 5.23 – Valores de tensão e variação da linha base.

09:00hs		17:00hs	
V1 (V)	C1 (pF)	V2 (V)	C2 (pF)
1,00053	1,98243	0,99891	1,97940
V1 – V2 = 0,00162		C1 – C2 = 0,00303pF	

Inúmeros testes realizados antes e durante todo o experimento mostraram que, na frequência do sinal com a qual trabalhamos, movimentos e alterações na posição dos cabos coaxiais ou mesmo pequenas diferenças nos comprimentos desses cabos não alteram os valores dos sinais lidos, o que é muito difícil de se conseguir quando se trabalha com alta frequência.

O transdutor de capacitância possui um potenciômetro colocado no amplificador de saída. Como mostrado no Capítulo 4, esse potenciômetro foi utilizado para calibração do circuito, mas esse mesmo componente tem uma outra grande utilidade. Observamos nos testes iniciais para a construção do circuito que nos processos de reposição de componentes, mesmo os circuitos integrados mais precisos apresentam diferenças nos sinais lidos quando substituídos, como também há diferenças significativas no tempo de estabilização do circuito. Essa diferença nos sinais promove uma variação na linha base (*off-set*), fazendo com que a curva de calibração do transdutor perca a sua validade. O potenciômetro corrige essas diferenças nos sinais, permitindo a qualquer momento o ajuste do potencial da linha base em relação ao terra no nível que se deseja. Esse problema de variação de sinais é extremamente difícil de ser resolvido quando se trabalha com altas frequências, caso em que se utiliza um circuito para cada eletrodo. Não é fácil construir “n” circuitos com as mesmas características de resposta. Além disso, ainda que se considere ter sido possível uma curva única de calibração para os “n” circuitos, sempre que algum desses “n” circuitos varie de posição ou quando algum dos seus componentes precise ser substituído, a experiência exige nova calibração.

## Capítulo 6

### Conclusão

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um sistema de tomografia capacitiva para processos multifásicos. Em sua etapa inicial, realizou-se um levantamento criterioso sobre o estado da arte em tomografia. Dessa pesquisa introdutória surgiu um conjunto de informações que, embora voltadas para a instrumentalização do próprio trabalho, atende às necessidades de outros pesquisadores interessados em compreender os processos tomográficos.

Uma simulação numérica permitiu otimizar o sensor de capacitância a ser usado nos testes experimentais, verificar a eficácia e a aplicabilidade do método de retro-projeção-linear e serviu de base à análise dos resultados experimentais. O método de retro-projeção-linear foi escolhido para a reconstrução das imagens em função da facilidade e da rapidez que oferece a esse processo, permitindo reconstruí-las em tempo quase real. Embora não se tenha trabalhado com escoamentos em regime dinâmico, na tomografia industrial essa quase instantaneidade na reconstrução de imagens é um fator desejável, senão imprescindível ao controle e monitoramento dos processos. Através da simulação numérica construiu-se mapas de sensibilidade para as composições multifásicas ar-água, ar-nylon e água-nylon, verificando-se a qualidade desses mapas nos testes numéricos, antes de sua aplicação nos testes experimentais. As imagens numéricas foram obtidas para diversas frações de vazão de alguns padrões de escoamentos idealizados a partir das já citadas composições multifásicas. Ao método de retro-projeção-linear foi introduzido um recurso denominado de filtragem ou corte, que permite visualizar a interface dos componentes imageados. As imagens dos padrões estratificado, anular e *core-flow*

espelham os escoamentos idealizados com qualidade e clareza, assegurando a condição de aplicabilidade do método de retro-projeção-linear e dos parâmetros a ele introduzidos nos testes experimentais. Ilustrando a importância do recurso de corte, construiu-se imagens de alguns padrões de escoamento sem utilizar esse recurso.

O procedimento experimental inicia com a construção de um conjunto eletrônico composto por três circuitos: um transdutor de capacitância, um circuito de multiplexagem e um circuito de opto-acopladores. Para a calibração desse conjunto construiu-se um aparato contendo 16 capacitores, calibrados na frequência do sinal a ser utilizado nas medidas de capacitância por um instrumento de grande precisão e acurácia. A incerteza envolvida nos valores de capacitância desse banco foi de  $\pm 0,00315\text{pF}$ . No procedimento de obtenção da curva de calibração de todo o conjunto observou-se que o circuito é extremamente linear, o que ficou comprovado pelo coeficiente de determinação da regressão, que foi de 0,9987. A análise estatística dos valores de capacitância obtidos através da curva de calibração mostrou que a incerteza nos valores de capacitância é de apenas  $\pm 0,03115\text{pF}$ .

O sensor de capacitância, construído a partir de um tubo de acrílico com oito eletrodos, foi projetado obedecendo aos valores indicados pela simulação numérica. Essa preocupação com a qualidade do sensor se justifica pela necessidade que tem esse sensor de se adaptar bem ao transdutor eletrônico, sendo esse um requisito essencial à obtenção de imagens de qualidade.

O sistema projetado para a medição das frações de líquido na composição ar-água, constituído de um micrômetro associado a um circuito eletrônico, possibilitou a obtenção de valores bastante precisos, já que esse sistema eliminou possíveis erros de leituras sujeitas a um observador. Uma análise estatística mostrou que a incerteza nas medidas da fração de vazio através do micrômetro foi de  $\pm 0,0075$ , incerteza muito pequena.

Assim como em relação aos testes numéricos, três composições multifásicas foram usadas para a construção das imagens experimentais: ar-água, água-nylon e ar-nylon. Para a composição ar-água no padrão de escoamento estratificado foram realizados testes em 17 frações de líquido, com a finalidade de construir imagens e também de obter uma relação entre as frações de líquido

e os correspondentes valores de capacitância. Esta relação se faz necessária para que o programa que calcula o grau de cinza possa determinar uma fração de líquido qualquer, a partir dos valores de capacitância da medida. A diferença máxima entre os valores de fração de líquido obtidos através desta relação e os valores verdadeiros obtidos com o micrômetro não passa de 2,30%, diferença bastante pequena, e a incerteza de um valor de fração de líquido obtido através dessa curva de regressão é de  $\pm 0,0298$ , valor significativamente baixo. Em uma avaliação final, pode-se concluir que o procedimento adotado para a calibração do transdutor, a pequena incerteza envolvida nesse processo, assim como o procedimento e a pequena incerteza envolvida no processo de medição de fração de vazio garantem a confiabilidade dos valores obtidos.

O circuito de transdução, por utilizar a defasagem do sinal, tem a grande vantagem de medir apenas capacitância, uma característica importante, já que quando se utiliza eletrodos localizados na parte externa do sensor, as medidas são dependentes da condutividade e da permissividade. As altas frequências, embora diminuam a influência do componente resistivo, são vulneráveis a ruídos. Quando se utiliza altas frequências para medir capacitância, os circuitos precisam permanecer próximos aos eletrodos. A utilização de apenas um circuito operando com médias ou baixas frequências permite a colocação do sensor em ambientes hostis, sem comprometer os valores dos sinais nem o desempenho do conjunto. O circuito desenvolvido neste trabalho possui esse recurso. Outra vantagem do circuito transdutor que utilizamos é que o mesmo permite a qualquer momento reajustar o valor da linha base para o mesmo valor utilizado na calibração. A possibilidade de reajustar esse valor da linha base permite que seja mantida a validade da curva de calibração.

Como visto no Capítulo 2, a grande parte dos métodos utilizados em medida de capacitância apresentam um intervalo de medida muito limitado, possuem um sinal específico de excitação e o procedimento de obtenção das medidas cheio de detalhes os torna complicados e exaustivos, sendo a falta de estabilidade e a pouca linearidade outras desvantagens desses métodos. Na construção do circuito, observamos que, com a substituição de alguns componentes, é possível obter grandes intervalos de medida e alta sensibilidade sem perder a característica do circuito. Além dessa versatilidade, o circuito utilizado é de fácil construção e de baixo custo. Vale ressaltar que durante todo o processo o circuito se revelou robusto, sem apresentar defeitos.

A qualidade das imagens, produto final deste trabalho, foi conseguida aplicando-se o recurso de filtragem ao método de retro-projeção-linear. Analisando os resultados obtidos, pode-se concluir com segurança que as imagens produzidas foram, no geral, muito boas. Tudo isso atesta a confiabilidade de todo o processo utilizado. Com relação a alguns erros observados no contorno das interfaces e no caso do padrão anular excêntrico para a composição ar-água, além dos fatores que contribuíram para essa falha, pode-se afirmar, com base nos testes numéricos, que esses erros não são devidos nem à inacurácia do modelo ou das medidas, nem à qualidade da malha de elementos finitos, podendo-se afirmar que a utilização de apenas oito eletrodos no sensor de capacitância fornece uma quantidade pequena de medidas, o que compromete a qualidade da imagem.

Para trabalhos futuros, com a finalidade de melhorar a qualidade das imagens no que se refere a uma melhor concordância entre as interfaces das imagens construídas em relação às interfaces verdadeiras, sugerimos uma aplicação do nosso processo utilizando sensores com 12 ou mais eletrodos. Deve-se apenas analisar até que ponto o ganho na qualidade das imagens que esse aumento no número de eletrodos proporciona compensa a perda na sensibilidade provocada pela diminuição da área dos eletrodos. Outra questão a ser considerada é o aumento no tempo de processamento das imagens ocasionado pelo aumento no número de medidas. Uma outra alternativa para melhorar a qualidade das imagens seria a aplicação do método de retro-projeção-linear iterativo, onde a qualidade das imagens seria sempre melhorada a partir de um resultado anterior, embora esse processo anule a possibilidade de obtenção de imagens em tempo quase-real. Ainda como sugestão a trabalhos futuros, propomos a aplicação desse circuito eletrônico e de todo o procedimento utilizado neste experimento em medições de escoamentos multifásicos em regime dinâmico e a obtenção de curvas de comportamento entre fração de líquido e valores de capacitância para outros padrões de escoamentos, além do estratificado. Em posse dessas curvas será possível ao programa que calcula o grau de cinza identificar o padrão de escoamento e a fração de líquido correspondente a partir das diferenças entre valores de capacitância dos pares de eletrodos.

## Referências Bibliográficas

- Abouelwafa, M. S. A., Kendall, E. J. M. The use of capacitance sensors for phase percentage determination in multiphase pipelines. IEEE – Trans. Instrum. Meas. IM29, p. 24-27, 1980.
- Agiu, J. C., Hesselinck, I. J. Fluid Mech. n.191, p. 19-46, 1987.
- Almstedt, A.E. Chem. Eng. Sci., n. 42, p. 581, 1987.
- Altobelli, S. et alli. Velocity and concentration measurements of suspensions by nuclear magnetic resonance imaging. J. Rheol., n. 35, p. 721-34, 1991.
- ANSYS workbook – versão 5.4- 3ª edição. ANSYS company, 1994.
- Auracher, H., Daubert, J. A capacitance method for void fraction measurements in two-phase flow. 2<sup>nd</sup> International Conference on Multi-phase Flow, London, England , Jun, 1985.
- Beck, M. S., Plaskowski, A., Green, R. G. Imaging for measurement of two phase flow. Proc. Flow Visualisation IV, (London Hemisphere) p. 585-588, 1986.
- Beck et alli. Process tomography – the state of the art. Trans. Inst. MC, v. 20, n. 4, 1998.

- Belo, F. A. Aplicação da análise eletrônica ao estudo do escoamento multifásico. São Paulo: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade de Campinas -UNICAMP, 1995. Tese (doutorado).
- Benadda, M. D., Carru, J. C., Druon, C. A measuring device for the determination of the electric permittivity in the frequency range 0,1- 300 MHz. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, v. 15, p. 132-136, 1982.
- Bötcher, C.J.F. *Theory of electric polarization*. New York: Elsevier, 1952.
- Bracewell, R.H., Riddle, A.C. Inversion of fan beam scans in radio astronomy. *Astrophysics Journal*, n. 150, p. 427-434, 1967.
- Bridgewater, J. Powder mixing. In: R.A. Williams and M.S. Beck (eds). *Process Tomography – principles, techniques and applications*. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1995, p. 419-431.
- Budinger, T., Gulberg, G. Three dimensional reconstruction in nuclear medicine emission imaging. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. NS-21, p. 2-21, 1974.
- Chang, J. S., Girard, R., Raman, R., Tran, F. B. P. Measurement of void fraction in vertical gas/liquid two phase flow by ring capacitance transducers. *Proc. ASME winter Annual Meeting* ed. T.R. Hedrick and R.M. Reimer (New York: ASME) p. 93-99, 1984.
- Coles, M. E. et alli. Application of CAT scanning for the oil and gas production research. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, v. 38, n. 2, p. 510-515, 1991.
- Collier, J.G. *Convective boiling and condensation*. UK: McGraw Hill Book Company, 1972.
- Dugdale, P. et alli. Optical sensors for process tomography. *Tomographic techniques for process design and Operation*. Southampton: Computational Mechanics, p.45-52, 1992.

- Dyakowski, T., Edwards, R. B., Xie, C.G., Williams, R. A. Application of capacitance tomography to gas-solid flows. *Chemical Engineering Science*, v. 52, n. 13, p. 2099-2110, 1997.
- Dykesteen, E. et alli. Non-intrusive three-component ratio measurement using an impedance sensor. *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, n. 18, p. 540-544, 1985.
- Einstein, A. *Phys. Mag.*, n.19, p. 289, 1906.
- Fashing, G. E., Smith Jr., N. S. A capacitive system for three-dimensional imaging of fluidized beds. *Rev. Sci. Instrum.*, v. 62, p. 2243-2251, 1991.
- Finckle, J.R. et alli. The application of reconstructive topography to the measurement of density distribution in two phase flow. 26<sup>th</sup> Int. Instrumentation Symp., Seattle, p. 235-243, 1980.
- Flannery, B.P. et alli. Three-dimensional x-ray microtomography. *Science*, n. 237, p. 1439-1444, 1987.
- Floyed, R. E., McDermott, L. F., Smith, H. C., IBM Tech. Disclosure Bull., n. 27, p. 5449-5450, 1985.
- Gai, H. et alli. An integral ultrasound transducer/pipe structure for flow imaging. IEEE the 3<sup>rd</sup> Int. Ultrasonic Symp, Montreal, 1989.
- Geldart, D., Kelsley, J. R. The use of capacitance probes in gas fluidized beds. *Powder Technol.* v. 6, p. 45-50, 1972.
- Geraets, J. J. M., Borst, J. C. A capacitance sensor for two-phase void fraction measurement and flow pattern identification. *Int. J. Multiphase Flow*, v. 14, n. 3, p. 305-320, 1988.
- Gibbs, S. J., Hall, L. D. Magnetic resonance flow imaging for rheometry of complex fluids. In: *Process tomography – 95, implementation for industrial processes*. UMIST, Manchester, p. 474-483, 1995.

- Gibbs, S. J., Newling, B., Hall, L. D., Haycock, D. E., Frith, W. J., Ablett, S. Magnetic resonance velocity. In: D. M. Scott and R. A. Williams (Eds), *Frontiers in Industrial Process Tomography*. Engineering Foundation, p. 47-58, 1995.
- Gordon, R. et alli. Algebraic reconstruction techniques (ART) for three dimensional electron microscopy and x-ray photography. *Journal of Theoretical Biology*, n. 36, p. 105-117, 1970.
- Gotz et alli. MR flow imaging of pastes in steady flows. *Process Topography – A Strategy for Industrial Exploitation – EuRam Concerted Action/UMIST*, Manchester ed. M.S. Beck et alli, p. 329-41, 1994.
- Grenn, R. G., Cunliffe, J. M. *Measurent*, v. 1, n. 4, p. 110-115, 1983.
- Guilfoyle, D. et alli. Real-time for measurement using echo-planar imaging. *Magn. Reson. Med.*, n.18, p.1-14, 1992.
- Hage, B., Werther, J. The guarded capacitance probe – a tool for the measurement of solids flow patterns in laboratory industrial fluidized bed combusters. *Powder Technol.*, n. 93, p. 235-245, 1997.
- Hague, B., Foord, T.R. *Alternating current bridge methods*. London: Pitman, 1971.
- Hawkesworth, M.R., Parker, D.J. Emission topography. In: R.A. Williams and M.S. Beck (eds). *Process Tomography: principles, techniques and applications*. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1995, 199-223.
- Heerens, W. C. Microelectic sensor technology. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, v. 19, p. 897-906, 1986.
- Herman, G., Lent, A. Iterative reconstruction algorithms. *Cornput. Biol. Med.*, v. 6, p. 273-294, 1976.

- Herman, G., Naparstek, A. Fast iterative reconstruction based on Radon inversion formula appropriate for rapidly collected data. *SIAM Journal of Applied Mathematics*, v. 33, p. 511-513, 1976.
- Herman, G. T. Image reconstruction from projections: implementation and applications. in *Topics in applied physics*, v. 32 - Springer-Verlag, Berlin, 1979.
- Herman, G.T. *Image reconstruction from projections: the fundamentals of computerized topography*. New York: Academic Press, 1980.
- Hewitt, G. F. *Measurement of Two Phase Flow Parameters*. Great Britain: Academic Press Inc., 1978.
- Hove, A.Q. et alli. Visualization of xanthan flood behaviour in core samples by means of X-ray tomography. *SPE Reservoir Engineering*, SPE 17342, p. 475-480, 1990.
- Hoyle, B.S., Xu, L.A. Ultrasonic sensors. In: R.A. Williams and M.S. Beck (eds). *Process tomography – principles, techniques and applications*. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1995, p. 119-149.
- Hoyle, B.S. Process tomography using ultrasonic sensors. *Measurement Science and Technology*, v. 7, n. 3, p. 272-280, 1996.
- Huang, S. M., Plaskowski, A. B., Beck M. S. A tomographic flow imaging system based on capacitance sensing technique. (Bristol: IOP), 1988.
- Huang, S. M., Plaskowski A., Xie, C. G., Beck, M. S. Capacitance based tomographic flow imaging system. *Electro. Lett.*, v. 24, p 418-419, 1988.
- Huang, S. M. et alli. A new capacitance transducer for industrial applications. *J. Phys. E: Sci. Instum.*, v. 21, p. 251-256, 1988.

- Huang, S. M. et alli. A high frequency stay-immune capacitance transducer based on the charge transfer principle. *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, v. 137, n. 3, p. 368-373, September 1988.
- Huang, S. M. et alli. Electronic transducer for industrial measurement of low value capacitances. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, v. 21, p. 242-250, 1988.
- Huang, S. M. et alli. Tomographic imaging of two-component flow using capacitance sensors. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, v. 22, p. 173-177, 1989.
- Huang, S. M., Xie, C. G., Vasina, J., Lenn, C., Zhang, B. F., Beck, M. S. Experimental evaluation of capacitance tomographic flow imaging systems using physical models. *Proc. European concerted Action on Process Tomography*, p. 295-308, 1992.
- Huang, S. M et alli. Process tomography for identification, design and measurement in industrial systems. *Powder Technology*, v. 69, p. 85-92, 1992.
- Hunt, P.K. et alli. Computed topography as a core analysis tool: applications, instrument evaluation and image improvement techniques. *Journ. Petr. Tech. SPE 16952*, p. 1203-1210, 1998.
- Hussein, E. M. A., Meneley, D. A., Single exposure neutron tomography of two-phase flow. *Int. J. Multiphase Flow*, v. 12, p. 1-34, 1986.
- Ikeda, T. et alli. Preliminary study on application of X-ray CT scanner to measurement of void fractions in steady-state two-phase flows. *J. Nuclear Science and Techn.*, v. 20, No. 1, p. 1-12, 1983.
- Isaksen, O., Nordtvedt, J. E. Capacitance Tomography: reconstruction based on optimization theory. *Proc. 1<sup>st</sup> ECAPT Conf. (European Concerted Action on Process tomography)*, Manchester 26-29 March, p. 213-224, 1992.

- Isaksen, O., Nordtvedt, J. E. A new reconstruction algorithm for use in capacitance based process tomography. Proc. Int. Conf. On Electronic Measurement & Instrumentation (ICEMI), Tianjin, People's republic of China, October 20-22, p. 393-398, 1992.
- Isaksen, O., Nordtvedt, J. E. A new reconstruction algorithm for process tomography. Meas. Sci. Technol., v. 4, p. 1464-1475, 1993.
- Isaksen, O., Nordtvedt, J. E. A new reconstruction algorithm for use with capacitance-based process tomography. Modeling, Identification and Control, v. 15. n. 1, p. 9-21, 1994.
- Isaksen, O. A review of reconstruction techniques for capacitance tomography. Meas. Sci. Technol., v. 7, p. 325-337, 1996.
- Ishii, M. *Thermo-fluid dynamic theory of two phase flow*. Paris: Eyrolles, 1975.
- Jeanmeure, L.F.C. et alli. An algorithm based on perturbation theory for electrical capacitance tomography. Proceedings of 1<sup>st</sup> World Congress on Industrial Process Tomography. Buxton, England, p. 215-218, 1999.
- Jones, W. et alli. Positron emission tomographic images and expectation maximization: a VLSI architecture for multiple iterations per second. IEEE Transaction on Nuclear Science, v. 35, n.1, p. 620-624, 1988.
- Kak, A.C., Slaney, M. Principles of computerized tomographic imaging. New York: IEEE, 1988.
- Kanno, M. Measurements and applications of small capacitances. Oyo Butury, v. 49, p. 905-912, 1980.
- Klug, F., Mayinger, F. Novel impedance measuring technique for flow composition in multi-phase flows. Proc. European Concerted Action on Process Tomography, Karlsruhe, p. 152-155, 1993.

- Klug, F., Mayinger, F. Impedance based flow reconstruction – A novel flow composition measuring technique for multi-phase flows. Nucl. Eng. Design, n. 146, p. 35-42, 1994.
- Lahey, R. T., Ohkawa, K. An experimental investigation of two-phase flow. Int. J. Multiphase Flow, n. 12, p. 745-58, 1989.
- Landau, L., Lifichitz, E.M. Electrodynamics of continuous media. Addison-Wesley, 1960.
- Lanneau, K.P. Gas-solid contacting in fluidized beds. Trans. Instn. Chem. Engrs, n. 38, p. 125-143, 1960.
- Lin, J. T. et alli. Use of electrical impedance imaging in two-phase, gas-liquid flows. ANS National Heat Transfer Conference, USA, 1991.
- Marioli, D., Sardini, E., Taroni, A. High-accuracy measurement techniques for capacitance transducers. Meas. Sci. Technol. v. 4, p. 337-343, 1993.
- Maxwell, J.C. A treatise on electricity and magnetism. Oxford; Clarendon Press, 1892.
- McKee, S. L., Williams R. A., Dyakowski, T., Bell, T. A. Industrial applications of electrical tomography to conveying processes. Proc. 1993 I Chem. E Res. Event, Birmingham, 6-7 January, Inst. Chem, Eng., p. 726-728, 1993.
- Meade, M. L. Advances in lock-in amplifiers. J. Phys. E: Sci. Instrum., v. 15, p. 395-405, 1982.
- Meredith, R.E., Tobias, C.W. Resistance to potential flow through a cubical array of spheres. J.Appl. Phys., n. 31, p. 1270-1273, 1960.
- Mewes, D. Measurement of temperature fields by holographic topography. Exp. Therm. Fluid Sci., n. 4, p. 171-181, 1991.

- Morse, T.D., Bellou, C.D. The uniformity of fluidization, its measurement and use. *Chem. Engng Prog.*, n. 47, p.199-211, 1951.
- Moura, L. F. M., Tambellini, F., Belo, F. A. Two-phase flow using 8-electrode electrical capacitance sensor. *Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica*, 14, Bauru, SP, 1997. p. 1-9.
- Moura, L. F. M., Tambellini, F., Belo, F. A. Electrical capacitance tomography of a horizontal two-phase flow. In: *ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, Anaheim, CA, USA, (ASME-HTD-v.361-5), 1998, p. 239-246.
- Natterer, F. *The Mathematics of Computerized Tomography*. Chichester: Wiley, 1986.
- Nekut, A.G. Crosswell electromagnetic tomography in steel-cased wells. *Geophysics*, v. 60, n. 3, p. 921-920, 1995.
- Nizamani, A. S. Duty cycle based digital capacitance meter. *Int. J. Electronics*, v. 74, n. 3, p. 411-421, 1993.
- Nizamani, A. S. Measurement of capacitance using identical oscillators. *Int. J. Electronics*, v. 75, n. 5, p. 979-983, 1993.
- Nooralahiyani, A. Y., Hoyle, B. S., Bailey, N. J. Neural network for pattern association in electrical capacitance tomography. *IEE Proc. - Circuits, Devices Syst.*, v. 141, n. 6, p. 517-521, 1994.
- Ostrowski, K. L., Luke, S. P., Williams, R. A. Simulation of the performance of electrical capacitance tomography for measurement of dense phase pneumatic conveying. *Chemical Engineering Journal*, v.68, p. 197-205, 1997.

- Peyton, A.J. Mutual inductance tomography. In: R.A. Williams and M.S. Beck. (eds). *Process tomography – principles, techniques and applications*. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1995, p. 85-100.
- Peyton, A.J et alli. An overview of electromagnetic inductance tomography: description of three different systems. *Measurement Science & Technology*, v.7, n. 3, p. 261-271, 1996.
- Ramachandran, G., Lakshminarayanan, A. V. Three dimensional reconstructions from radiographs and electron micrographs: Application of convolution instead of fourier transforms. *Proceedings of the National Academy of sciences*, v. 68, p. 2236-2240, 1971.
- Rayleigh, J.W.S.B. On the influence of obstacles in rectangular order upon the properties of a medium. *Philos. Mag.*, n. 34, p. 481, 1982.
- Reinecke, N., Mewes, D. Resolution enhancement for multi-electrode capacitance sensors. *Proc. European concerted Action on Process Tomography, Oporto*, p. 50-61, 1994.
- Reinecke, N., Mewes, D. Recent developments and industrial/research applications of capacitance tomography. *Meas. Sci. Technol.*, v. 7, p. 233-246, 1996.
- Santoro R. J., Semerjian, H. G., Emmerman, P. J., Goulard, R. Optical tomography for flow field diagnostics. *Int. J. Heat Mass Transfer* 24, 1139-1150, 1981.
- Strizzolo, C. N., Converti, J., Capacitance sensors for measurement of phase volume fraction in two-phase pipeline. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* V. 42. n3, p. 726-729, 1993.
- Tambellini, F. *Estudo Experimental e Numérico da Tomografia Aplicada a Sistemas Bifásicos*, Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 205p. Tese (Doutorado).

- Tapson, J. Neural networks and stochastic search methods applied to industrial capacitive topography. *Control Engineering Practice*, v. 7, p.117-121, 1999.
- Thomas, P.D. et alli. Liquid foam structure analysis by visible light tomography. *Chem. Eng. J.*, n. 56, p. 187-192, 1995.
- Vinegar, H. J., Wellington, S. L. , Tomographic imaging of three phase flow experiments. *Rev. Sci. Instrum.* V. 58, p. 96-107, 1986.
- Wallis, G. B. *One dimensional two-phase flow*. New York, McGraw-Hill Book Company, 1969.
- Wilt, M. J. et alli. Crosswell electromagnetic tomography: system design considerations and field results. *Geophysics*, v. 60, n. 4, p. 871-885, 1995.
- Xie, C. D., Plaskowski, A., Beck, M. S. 8-Electrode capacitance system for two-component flow identification. Part 1: Tomographic flow imaging. *IEE Proceedings-G*, v. 136, n. 4, p. 173-183, July 1989.
- Xie, C. D., Plaskowski, A., Beck, M. S. 8-Electrode capacitance system for two-component flow identification. Part 2: flow regime identification. *IEE Proceedings-G*, v. 136, n. 4, p. 184-190, July 1989.
- Xie, C. G., Huang, S. M., Hoyle, B. S., Beck, M. S. Transputer-based electrical capacitance tomography for real time imaging of oilfield flow pipelines. *Proc. European Concerted Action on Process Tomography, Manchester*, p. 281-294, 1992.
- Xie, C. D. et alli. Electrical capacitance tomography for flow imaging: system model for development of image reconstruction algorithms and design of primary sensors. *IEE Proceedings-G*, v. 139, n. 1, p. 89-98, 1992.

- Xie, C. G., Huang, S. M., Lenn, C. P., Stott, A. L., Beck, M. S. Experimental evaluation of capacitance tomographic flow imaging systems using physical models. IEE Proc.- Circuits Devices Syst., v. 141, n. 5, 1994.
- Yang, W. Q., Stott, A. L., Beck, M. S. High frequency and high resolution capacitance measuring circuit for process tomography. IEE Proceedings - G: Circuits, Devices and Syst., v. 141, n. 3, p. 215-219, 1994.
- Yang, W. Q., Stott, A. L., Beck, M. S. Development of capacitance tomographic imaging system for oil pipeline measurement. Meas. Sci. Technol., v. 66, p. 4326-4332, 1995.
- Yang, W. Q. Hardware design of electrical capacitance tomography systems. Meas. Sci. Technol., v. 7, p. 225-232, 1996.
- Yang, W. Q. Calibration of capacitance tomography systems: a new method for setting system measurement range. Meas. Sci. Technol., v. 7, p. 863-867, 1996.
- Yang, W. Q. Modelling of capacitance tomography sensors. IEE Proc.- Sci. Meas. Technol., v. 144, n. 5, p. 203-208, 1997.
- Yang, W. Q., York, T. A. New AC-based capacitance tomography system. IEE Proc – Sci. Meas. Technol. v. 146, n. 1, p. 47-53, 1999.
- Zimmerman, L. J., Chen, S.T. Geophysical methods for reservoir characterization. Society of petroleum Engineers, SPE 23593, p. 242-250, 1992.

## **Bibliografia Suplementar**

Bair, M. S., Oakley, J. P., CEC Brite Euram Computational Mechanics Publications, 1993.

Bangliang, S., Yiheng, Z., Lihui, P., Danya, Y., Baofen, Z. The use of simultaneous iterative reconstruction technique for electrical capacitance topography. *Chemical Engineering Journal*, v. 77, p. 37-41, 2000.

Beck, M. S., Byars, M., Dyakowski, T., Waterfall, R., He, R., Wang, S. J., Yang, W. Q. Principles and industrial applications of electrical capacitance tomography, *Measurement & Control*, v. 30, p. 197-2000, 1997.

Bergles, E. Electrical probes for study of two-phase flows. 11<sup>th</sup> National ASME/AIChE. Heat Transfer Conference, 1969.

Berlin, H. M. *Digital electronics – Fundamentals, Applications and experiments*. Virginia, Reston publishing company, inc. & prentice-hall company, 1985.

Bolton, G. T., Korchinski, W. J., Waterfall, R. C. Calibration of capacitance tomography systems for liquid-liquid dispersions. *Meas. Sci. Technol.*, v. 9 p. 1797-1800, 1998.

Brown Jr, T. D. B. *C for fortran programmers*. New York: Prentice hall, 1990.

- Ceccio, S. L., George, D. L. A review of electrical impedance techniques for the measurement of multiphase flows. *J. Fluids Engineering*. v. 118, n. 2, p. 391-399, 1996.
- Ceccio, S. L., George, D. L., A review of electrical impedance techniques for the measurement of multiphase flows. *J. Fluids Engng*. v. 118, n. 2, p. 391-399, 1996.
- Celia, M. A., Gray, W. G. *Numerical methods for differential equations – fundamental concepts for scientific and engineering applications*. New Jersey: Prentice hall, 1992.
- Cereda, R. L. D., Maldonado, J. C. *Introdução ao fortran 77 para micro computadores*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1987.
- Chapra, S. C., Canale, R. P. *Numerical methods for engineers*. McGraw-Hill, 1985.
- Chinn, G., Huang, S. C. Weighted least-squares filtered back-projection tomographic reconstruction. *IEEE Signal Processing Letters*. v. 2, n. 3, p. 49-50, 1995.
- Clausnitzer, V., Hopmans, J.W. Determination of phase-volume fractions from tomographic measurements in two-phase systems. *Advances in Water Resources*, v. 22, n. 6, p. 577-584, 1999.
- Coleman, H. W., Steele Jr, W. G. *Experimentation and uncertainty analysis for engineers*. John Wiley & Sons, 1989.
- Delmon, G., Faure, R., Gasquet, B., Giraud, G., Clerc, J. P. Measurement of voidage in a fluidized bed using a capacitive sensor. *Powder Technology*, v. 86, p. 149-153, 1996.
- Dickin, F. J. et alli. Tomographic imaging of industrial process equipment: techniques and applications. *IEE Proceedings-G*, v. 139, n. 1, p. 72-82, February 1992.

- Dickin, F. J., Williams, R. A., Beck, M. S. Determination of composition and motion of multicomponent mixtures in process vessels using electrical impedance tomography - I. Principles and process engineering applications. *Chemical Engineering Science*, v. 48, n. 10, p. 1883-1897, 1993.
- Duggan, P.M.; York, T.A. Tomographic image reconstruction using RAM-based neural networks Proc. 4<sup>th</sup> ECAPT Conf. (European Concerted Action on Process Topography), Bergen, p. 411-9, 1995.
- Dyakowski, T. Process tomography applied to multi-phase flow measurement. *Meas. Sci. Technol.*, v. 7, p. 343-353, 1996.
- Dyakowski T., Mann, R., Williams, R. A. Application of electrical tomography for multiphase flow measurements. Third International Conference on Multiphase Flow, Lyon, France, June 1998.
- Dyakowski, T., Luke, S. P., Ostrowski, K. L., Williams, R. A. On-line monitoring of dense phase flow using real time dielectric imaging. *Powder Technology*, v. 104, p. 287-295, 1999.
- Dyakowski, T., Jeanmeure, L. F .C., Jaworski, A. L. Application of electrical tomography for gas-solids and liquid-solids flows – a review. *Powder Technology*, v. 112, p. 174-192, 2000.
- Figliola, R. S., Beasley, D. E. *Theory and design for mechanical measurements*. John Wiley & Sons, inc, 1995.
- Fuks, L. F., Cheney, M., Isaacson, D., Gisser, D. G., Newell, J. C. Detection and imaging of electrical conductivity and permittivity at low frequency. *IEEE Trans. On Biomedical Engineering*, v. 38, p. 1106-1110, 1991.
- George, D. L., Torczynshi, J. R., Shollenberger, K. A., O'Hern, T. J., Ceccio, S. L. Validation of electrical-impedance tomography for measurement of material distribution in two-phase flows. *Int. Journal of Multiphase Flow*, v. 26, p. 549-581, 2000.

- Gieck, K. *Manual de fórmulas técnicas*. São Paulo: 25<sup>a</sup> ed. Hemus Editora LTDA..
- Gladden, L.F. Industrial application of NMR imaging. In: *Process Tomography: A Strategy for Industrial Exploitation*, M.S. Beck et alli., eds., p. 466-477, 1994.
- Halow, J. S., Fasching, G. E., Nicoletti, P., Spenik, J. L. Observations of a fluidized bed using capacitance imaging. *Chem. Eng. Sci.*, v. 48, p. 643-659, 1993.
- Halow, J. S., Nicoletti, P. Observations of a fluidized bed coalescence using capacitance imaging. *Powder Tech.*, v. 69, p 255-277, 1992.
- Harteveld, W. K. et alli. A fast differentiator capacitance transducer for electrical capacitance topography. 1<sup>st</sup> World Congress on Industrial Process Tomography, Buxton, Great Manchester, April 14-17, 1999.
- He, R., Beck, C. M., Waterfall, R. C., Beck, M. S. Applying capacitance tomography to combustion phenomena. *Proc. European Concerted Action on Process Tomography*, Karlsruhe, p. 300-302, 1993.
- He, R., Beck, C. M., Waterfall, R. C., Beck, M. S. Finite element modelling and experimental study of combustion phenomena using capacitance measurement. *Proc. European Concerted Action on Process Tomography*, p. 367-376, 1994.
- Holman, J. P. *Experimental methods for engineers*. New York: 4<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, 1984.
- Hori K. et alli. Advanced high speed X-ray CT scanner for measurement and visualisation of multiphase flow. OEDC/CSNI Specialist Meeting on Advanced Instrumentation and Measurement Techniques, Santa Barbara, USA, 1997.

- Hua, P. et alli. Iterative reconstruction methods using regularization and optimal current patterns in electrical impedance tomography. *IEEE Trans. Med. Imag.*, n. 10, p.621-628, 1991.
- Huang, S.M. *Capacitance transducers for concentration measurement in multi-component flow process*. Manchester: University of Manchester, 1986. PhD Thesis.
- Huang, S. M., Xie, C. G., Thorn, R., Snowden, D., Beck, M.S. Design of sensor electronics for electrical capacitance tomography. *IEE Proceedings-G*, v. 139, n. 1, pp 83-88, February 1992.
- Irons, G. A., Chang, J. S. Particle fraction and velocity measurement in gas-powder streams by capacitance transducers. *Int. J. Multiphase Flow*, v. 9, p. 289-297, 1983.
- Johansen, G. A. et alli. The design of a dual mode tomography for three component flow imaging. *Proc. European Concerted Action on Process Tomography*, Oporto, p. 75-80, 1994.
- Johansen, G. A., Froystein, T., Hjertaker, B. T., Isaken, O., Olsen, O., Strandos, S. K., Skoglund, T. O., Abro, E., Hammer, E. A. The development of a dual mode tomography for three component flow imaging. *The chemical Engineering Journal*, v. 56, p. 175-182, 1995.
- Johansen, G. A., Froystein, T., Hjertaker, B. T., Olsen, O. A dual sensor flow imaging tomographic system. *Meas. Sci. Technol.*, v. 7, p. 297-307, 1996.
- Jones, O., Lin, J. T., Ovacik, L., Shu. Impedance imaging relative to gas-liquid systems. *Nuclear Engineering and Design*, v. 141, p. 159-176, 1993.
- Junior, A. P. *Amplificadores operacionais*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1988.
- Khan, S.H., Abdullah, F. *CEC Brite Euram Computational Mechanics Publications*, 1993.

- Khan, S. H., Abdullah, F. Finite element modelling of multielectrode capacitive system for flow imaging. IEE Proceedings-G: Circuits, Devices and Syst., v. 140, n. 3, p. 216-222, 1993.
- Kline, S. J. The purposes of uncertainty analysis. J. fluids engineering, v. 107, p. 153-160, june 1985.
- Klug, F., Mayinger, F. Impedance based flow reconstruction; a novel measuring technique for multiphase flows. Proc. NURETH-5, Salt Lake City, p. 1263-1270, 1992.
- Korjnevsky, A.V., Cherepenin, V.A. Magnetic induction topography. Journal of communication technology and electronics, v. 42, n. 4, p. 469-474, 1997.
- Korjnevsky, A.V., Cherepenin, V.A. Measuring system for induction topography. Proc. X Int. Conf. Electrical Bio-Impedance, p. 365-368, 1998.
- Kreyszig, E. *Advanced engineering mathematics*. John wiley & sons, 1988.
- Kuhn, F. T., Schouten, J. C., Mudde, R. F., Van den Bleek, C. M., Scarlett, B. Analyses of chaos in fluidization using electrical capacitance tomography. Meas. Sci. Technol., v. 7, p. 361-368, 1996.
- Kuhn, F. T., Halderen, P. A. Design of an active-differentiator-based capacitance transducer for electrical capacitance topography. Meas. Sci. Technol., v. 8, p. 947-950, 1997.
- Kumar, S. B. et alli. A  $\gamma$ -ray tomographic scanner for image voidage distribution in two-phase flow systems. Flow Meas. Instrum., v. 6, n. 1 p. 61-73, 1995.
- Lando, R. A., Alves, S. R. *Amplificador operacional*. São Paulo: Livros érica editora ltda, 1983.
- Lemonnier, H. Multiphase instrumentation: The Keystone of multidimensional multiphase flow modeling. Experimental Thermal and Fluid Science, v. 15, n.3, p. 154-162, 1977.

- Lemonnier, H., Peytraud, J. F. Is 2D impedance tomography a reliable technique for two-phase flows?. OEDC/CSNI Specialist Meeting on Advanced Instrumentation and Measurement Techniques, Santa Barbara, USA, 1997.
- Liu, S., Fu, L., Yang, W. Q. Optimization of an iterative image reconstruction algorithm for electrical capacitance tomography. *Meas. Sci. Technol.*, v. 10, p. L37-L39, 1999.
- Marioli, D., Sardini, E., Taroni, A. Measurement of small capacitance variations. *IEEE -Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 40, n. 2, p. 426-428, 1991.
- McCann, H., Yang, W. Q., Polydorides, N. P. Information retrieval by electrical capacitance tomography: Evaluation of an iterative algorithm and the importance of boundary conditions. 1<sup>st</sup> World Congress on Industrial Process Tomography, Buxton, Great Manchester, April 14-17, 1999.
- Mello, H. A. *Circuitos integrados*. São Paulo: Editora Edgard Blucher Ltda, 1976.
- Mixed signal and analog products* – Designer's guide and references. Texas: Texas instruments, 1997.
- Mofatt, R. J. Describing the uncertainties in experimental results. *Experimental thermal and fluid science* v.1, p. 3-17, 1988.
- Moura, L. F. M., Marvillet, C. Local measurement of void fraction distribution in two-phase flow using a resistivity probe technique. VI-ENCIT / VI-LATCYM, Florianópolis SC, Nov. 1996.
- Moura, L. F. M., Tambellini, F., Azevedo Filho, A. C. Otimização de um sensor de capacitância através de simulação numérica para uso em processos de engenharia. XV congresso brasileiro de Engenharia Mecânica, Águas de Lindóia - SP, 22-26 nov, 1999.

- Nooralahiyan, B.S. et alli. Application of a neural network in image reconstruction for capacitance topography. Proc. European Concerted Action on Process Topography/UMIST, p. 144-147, 1993.
- Ostrowski, K. L., Luke, S. P., Williams, R. A. Application of conjugate harmonics to electrical process tomography. Meas. Sci. Technol., v. 7, p. 316-324, 1996.
- Ostrowski, K. L., Luke, S. P., Bennett, M. A., Williams, R. A. Application of capacitance electrical tomography for on-line and off-line analysis of flow pattern in horizontal pipeline of pneumatic conveyer. Chemical Engineering Journal, v. 77, p. 43-50, 2000.
- Ovacik, L., Lin, J. T., Jones, O. C. Progress in electrical impedance imaging of binary media: 1 - Analytical and numerical methods. OEDC/CSNI Specialist Meeting on Advanced Instrumentation and Measurement Techniques, Santa Barbara, USA, 1997.
- Ovacik, L., Jones, O. C. Progress in electrical impedance imaging of binary media: 2 - Experimental developments and results. OEDC/CSNI Specialist Meeting on Advanced Instrumentation and Measurement Techniques, Santa Barbara, USA, 1997.
- Pedroni, V. A. *Circuitos eletrônicos*. São Paulo: Livros técnicos e científicos editora ltda. 1986.
- Plaskowski, A.B. et alli. Flow imaging for multi-component measurement. Trans. Inst. Meas. Control., n.9, p. 108-112, 1987.
- Preston, D. W., Dietz E. R. *The art of experimental physics*. John Wiley & Sons, 1980.
- Reinecke, N. Mewes, D. Multielectrode capacitance sensors for visualization of transient two-phase flows. Experimental Thermal and Fluid Science, v. 15, n. 3, p. 253-266, 1997.

- Schimitz, D. et alli. High resolution X-ray tomography for stationary multiphase flows. OEDC/CSNI Specialist Meeting on Advanced Instrumentation and Measurement Techniques, Santa Barbara, USA, 1997.
- Shi, T. M., Xie, C. G., Huang, S. M., Williams, R. A., Beck, M. S. Capacitance based instrumentation for multi-interface level measurement. *Meas. Sci. Technol.*, v. 2, p. 923-933, 1991.
- Stott, A. L., Green, R. G., Seraji, K. Comparison of the use of internal and external electrodes for the measurement of the capacitance and conductance of fluids in pipes. *The Institute of Physics*, v. 06, p. 587-592, 1985.
- Takenaka, N. et alli. Three-dimensional void fraction measurement of steady two-phase flow by neutron radiography. OEDC/CSNI Specialist Meeting on Advanced Instrumentation and Measurement Techniques, Santa Barbara, USA, 1997.
- Tapp, H. S., Wilson, R. H. Developments in low-cost electrical imaging techniques. *Process Control and Quality*, v. 9, p. 7-16, 1997.
- Taylor, J. R. *An introduction to error analysis: the study of uncertainties in physical measurements*. Mill Valley, CA: University science books, 1982.
- Tollefsen, J., Hammer, E. A. Capacitance sensor design for reducing errors in phase concentration measurements. *Flow measurement and Instrumentation*, v. 9, p. 25-32, 1998.
- Toye, D. et alli. Analysis of a liquid flow distribution in a trickle bed reactor. In: D. M. Scott and R.A. Williams (eds), *Frontiers in industrial process tomography*. Engineering Foundation, p. 185-196, 1995.
- Vassos, B. H., Ewing, G. W. *Analog and digital electronics for scientists*. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1972.

- Vuolo, J. H. *Fundamentos da teoria de erros*. São Paulo: Editora Edgard Blucher Ltda. 1992.
- Wang, S. J. Dyakowski, T., Xie, C. G., Williams, R. A., Beck, M. S. Real time capacitance imaging of bubble formation at the distributor of a fluidized bed. *The chemical Engineering Journal*, v. 56, p. 95-100, 1995.
- Wexler, A. et alli. Impedance-computed topography algorithm and system. *Applied Optics*, v. 24, n. 23, p. 3985-3992, 1985.
- Williams, R.A. et alli. Air core imaging in cyclonic separators: implication for separator design and modeling. *Process Topography – A Strategy for Industrial Exploitation*, Brite EuRam Concerted Action/UMIST, Manchester, p. 394-405, 1994.
- Xie, C. G., Stott, A. L., Plaskowski, A., Beck, M. S. Design of capacitance electrodes for concentration measurement of two phase flow. *Meas. Sci. Technol.*, v. 1, p. 65-78, 1990.
- Xie, C. G. et alli. Review of process topography image reconstruction methods in K.T.V. Grattan and A.T. Augousti (eds). *Sensors VI: Technology, Systems and Applications*. Bristol: Institute of Physics, 1993, p. 341-346.
- Xie, C. G., Reinecke, N., Beck, M. S., Mewes, D., Williams, R. A. Electrical tomography techniques for process engineering applications. *The chemical Engineering Journal*, v. 56, p. 127-133, 1995.
- Xu, H., Yang, G., Wang, S. Effect of axial guard electrodes on sensing field of capacitance tomographic sensor. 1<sup>st</sup> World Congress on Industrial Process Tomography, Buxton, Great Manchester, April 14-17, 1999.
- Yang, W. Q., Conway, W. F. Measurement of sensitivity distributions of capacitance tomography sensors. *Rev. Sci. Instrum.*, v. 69, n. 1, p 233-236, 1998.

Yano, C. Y. *Circuitos lógicos – teoria e laboratório*. São Paulo: Livraria Ciência e tecnologia Editora Ltda, 1984.

Yorkey, T. J. et alli. An optimal impedance tomographic reconstruction algorithm. Proc. Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc., n. 8, p.342, 1986.

Yorkey, T. J., Webster J. G., Tompkins W. J. Comparing reconstruction algorithms for electrical impedance tomography. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, v. BME-34, n. 11, p. 843-852, November 1987.

## Anexo I

### **Justificação da aplicação da teoria do *campo eletrostático* em tomografia elétrica por capacitância.**

Conforme Dyakowski et ali (2000) a maioria dos sistemas de tomografia elétrica por capacitância a frequência (f) do sinal alternado que impõe um campo elétrico no domínio da medida é da ordem 1MHz. O correspondente comprimento de onda da radiação eletromagnética ( $\lambda$ ) é tipicamente da ordem de centenas de metros conforme a equação abaixo.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{(3 \times 10^8)}{10^6} = 3 \times 10^2 \text{ m}$$

$\lambda$  = comprimento de onda

c = velocidade da propagação eletromagnética no vácuo

f = frequência da onda

Pode-se observar que esse comprimento ( $\lambda$ ) excede em centenas de ordem de magnitude o tamanho do sensor que geralmente varia entre 1cm a 1m. Nessas circunstâncias a distribuição do potencial elétrico dentro do sensor pode ser tratado pela teoria do campo eletrostático assim sendo, relação entre a distribuição espacial de permissividade e as capacitâncias medidas podem ser deduzidas a partir das equações de Maxwell.

## Anexo II

### Formulação matemática da capacitância em tomografia

Quando se aplica uma diferença de potencial ‘U’ entre as placas ou armaduras de um capacitor, o fluxo de corrente faz com que as placas armazenem uma certa quantidade de carga ‘Q’ que formam um campo elétrico. A capacidade eletrostática ou capacitância ‘C’ de um capacitor é definida como a carga (Q) adquirida dividida pela diferença de potencial (U) aplicada entre as placas. Fisicamente a capacitância pode também ser entendida como a propriedade que um circuito tem de resistir a uma mudança de potencial (Equação 1).

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{Q}{E \cdot d} \quad (1)$$

A relação entre a capacidade ou capacitância de um capacitor com um dielétrico entre as suas placas e a capacidade desse mesmo capacitor no vácuo ‘C<sub>0</sub>’ é uma constante característica do dielétrico denominada de constante dielétrica do isolante ou permissividade relativa do dielétrico (Equação 2).

$$\frac{C}{C_0} = k = \epsilon_r \quad (2)$$

C = capacitância do capacitor com dielétrico

C<sub>0</sub> = capacitância do capacitor no vácuo

k =  $\epsilon_r$  = permissividade relativa do dielétrico

A grandeza  $\epsilon_r$  é adimensional e pode ser entendida fisicamente também como o valor da razão entre a verdadeira permissividade de um dielétrico e a permissividade absoluta do vácuo ( $\epsilon_0 =$  permissividade absoluta no vácuo  $(8,8 \times 10^{-12} \text{ F/m})$ ). Para os meios materiais  $\epsilon_r$  é maior do que 1, para o vácuo  $\epsilon_r$  é igual a 1 e para o ar  $\epsilon_r$  é 1,0006 e na pratica é considerada 1.

Em tomografia por capacitância, a capacitância entre dois eletrodos é função da permissividade relativa dos componentes constituintes do meio e da distribuição dessas permissividades relativas. Quando um eletrodo fonte ‘i’ e um eletrodo sensor ‘j’ estão sendo usados para aquisição de uma medida em tomografia elétrica por capacitância, a capacitância pode ser entendida matematicamente como expressa na Equação 15.

$$C = \frac{\text{carga total na superfície do eletrodo j}}{\text{diferença de potencial entre os eletrodos i e j}} \quad (3)$$

Conforme Reinecke et ali (1996) a relação entre a permissividade, a distribuição espacial das permissividades e a capacitância resultante pode ser deduzida das equações de Maxwell. Em um campo elétrico, o deslocamento de um dielétrico ‘D’ está relacionado com a distribuição espacial de cargas  $\rho(x,y)$  através da equação de Poisson (Equação 4).

$$\text{div}(D) = \rho(x,y) \quad (4)$$

Quando não existe carga presente, ou seja  $\rho(x,y)=0$ , a densidade do campo elétrico ‘E’ é definida como (Equação 5)

$$D = \epsilon(x,y)E \quad (5)$$

$$\epsilon(x,y) = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r = \text{distribuição espacial de permissividade}$$

$$\epsilon_0 = \text{permissividade absoluta do vácuo}$$

$$\epsilon_r = \text{permissividade relativa}$$

A distribuição do potencial elétrico  $\phi(x,y)$  é definida como na Equação 6.

$$E = - \text{grad}(\phi(x,y)) \quad (6)$$

Introduzindo as equações 6 e 5 em 4 e admitindo ausência de cargas ( $\rho(x,y)=0$ ) obtemos a equação 7.

$$\nabla \cdot (\varepsilon(x,y) \nabla \phi(x,y)) = 0 \quad (7)$$

Aplicando os operadores na equação 7.2 e agrupando os termos teremos a equação de Laplace. A equação de Laplace é uma equação diferencial parcial linear que descreve o campo eletrostático bidimensional - lei de Gauss - (Equação 8).

$$\nabla^2 \phi(x,y) + \frac{1}{\varepsilon(x,y)} \cdot \text{grad} \phi(x,y) \cdot \text{grad} \varepsilon(x,y) = 0 \quad (8)$$

Pode-se observar na Equação 8 que não existe uma relação linear entre distribuição de potencial e a distribuição espacial de permissividade relativa. Conclui-se também que é impossível calcular o campo elétrico sem um prévio conhecimento da distribuição da permissividade relativa. A Equação 8 é conhecida como a equação de Laplace descreve o campo eletrostático bidimensional ou seja a lei de Gauss.

Para uma distribuição constante de permissividade relativa tem-se o  $\text{grad}(\varepsilon_r(x,y)) = 0$ , e a Equação 8 transforma-se na Equação 9. Esse caso pode ser comparado a situação em que o tubo sensor se encontra cheio de um só tipo de material.

$$\nabla^2 \phi(x,y) = 0 \quad (9)$$

A carga "Q" armazenada no eletrodo sensor é obtida via lei de Gauss e é definida conforme a Equação 10. Na Equação 10 o símbolo  $\Gamma$  representa a localização espacial do eletrodo sensor e os outros termos já foram anteriormente definidos.

$$Q = \epsilon_0 \cdot \int_{(x,y) \in \Gamma} \epsilon_r(x,y) \cdot \nabla \phi(x,y) \cdot d\vec{\Gamma} \quad (10)$$

Substituindo a Equação 10 na Equação 3 tem-se a Equação 11 que é a equação usada em tomografia elétrica por capacitância para o cálculo da capacitância entre um par de eletrodos.

$$C = \frac{\epsilon_0}{\phi_i - \phi_j} \cdot \int_{(x,y) \in \Gamma} \epsilon_r(x,y) \cdot \nabla \phi(x,y) \cdot d\vec{\Gamma} \quad (11)$$

Adaptando a Equação 11 para o nosso caso e dividindo ambos os membros pelo comprimento do eletrodo para obtermos a capacitância por unidade de comprimento obteremos a equação 12. O campo elétrico computado nas Equações 11 e 12 é apenas o campo na direção radial. Os campos elétricos nas direções  $\theta$  (angular) e  $Z$  (axial) não são computados pois a simulação numérica adotada em nosso trabalho é bidimensional no plano da seção transversal do tubo sensor.

$$C = \frac{1}{L} \cdot \left| \frac{Q}{\phi_i - \phi_j} \right| = \frac{\epsilon_0}{\phi_i - \phi_j} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \epsilon_r \cdot E \cdot r_e \cdot d\alpha \quad (12)$$

$$dA = L \cdot (r_e \cdot d\alpha)$$

$L$  = comprimento do eletrodo

$r_e$  = raio externo do tubo sensor

$$E = -\frac{\partial \phi}{\partial r} = \text{campo elétrico na direção radial}$$

## Anexo III

### Solução analítica da capacitância para sensor com 4 eletrodos

Para um sensor de capacitância composto por 4 eletrodos sendo um eletrodo fonte e um sensor dispostos de maneira diametralmente oposta e intercalados por dois eletrodos aterrados, todos dispostos na parte externa de um tubo sensor conforme Figura (1), Geraets et alli (1988) obtiveram uma solução analítica para o cálculo da capacitância, tendo sido possível resolver, para esse caso, a Equação 3.2. A solução analítica encontrada para este tipo de sensor só é válida para os padrões de escoamento radialmente simétricos dos tipos anular e *core-flow*, em casos em que o meio é homogêneo ou ainda em casos nos quais o sensor se encontra cheio de um único tipo de material.

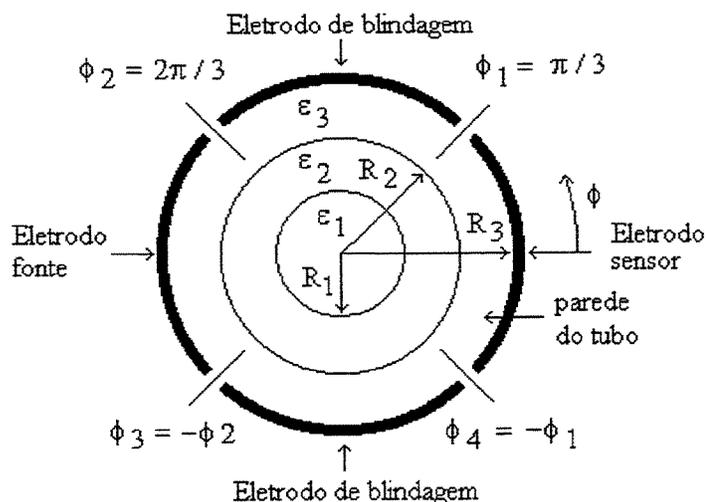


Figura 13 – Sensor de capacitância com 4 eletrodos.

Para o caso do padrão anular (ou *core-flow*) o conjunto é composto de três permissividades relativas diferentes, sendo as permissividades relativas  $\varepsilon_1$ ,  $\varepsilon_2$  dos componentes e a permissividade relativa  $\varepsilon_3$  da parede do tubo sensor. Nos casos em que o tubo se encontra cheio de um só componente existirá apenas uma permissividade relativa no interior do sensor.

Aplicando no eletrodo fonte um potencial  $\phi_0$ , e aterrando os eletrodos sensor e de blindagem, Geraets et ali (1988) chegaram à expressão para o cálculo analítico da capacitância por unidade de comprimento para o padrão anular (Equação 1).

$$C = \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_3}{\pi} \left\{ \ln \frac{\sin\left[\frac{(\phi_1 + \phi_2)}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\phi_2 - \phi_1)}{2}\right]} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4(ACF_1^n + BD)\sin(n\phi_1)\sin(n\phi_2)}{n(CDF_2^n + ABF_3^n + ACF_1^n + BD)} \right\} \quad (1)$$

Onde  $A = \varepsilon_1 + \varepsilon_2$ ;  $B = \varepsilon_3 + \varepsilon_2$ ;  $C = \varepsilon_3 - \varepsilon_2$ ;  $D = \varepsilon_2 - \varepsilon_1$ ;  $F_1 = (r_2 / r_1)^2$ ;  $F_2 = (r_3 / r_2)^2$ ;  $F_3 = (r_3 / r_1)^2$ ;

$\varepsilon_0$  = permissividade absoluta do vácuo

$\varepsilon_1$  = permissividade relativa do meio 1

$\varepsilon_2$  = permissividade relativa do meio 2

$\varepsilon_3$  = permissividade relativa do tubo

L = comprimento do eletrodo

$r_1, r_2, r_3$  = raios (ver Figura 1)

Belo (1995) apresenta uma generalização da Equação (1) no que se refere a sua aplicação para o cálculo de valores de capacitância para casos onde os eletrodos fonte e sensor podem formar ângulos quaisquer (Equação 2).

$$\begin{aligned} \text{Cap} = & \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(n\theta_1)}{nL} [\text{ABF}_3^n + \text{CDF}_2^n - \text{ACF}_1^n - \text{BD}] \text{sen}(n\theta_2) + \\ & - \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(n\theta_1)}{nL} [\text{ABF}_3^n + \text{CDF}_2^n - \text{ACF}_1^n - \text{BD}] \text{sen}(n\theta_3) \end{aligned} \quad (2)$$

Os valores analíticos de capacitância apresentados nas Tabelas 1, 2 e 3 foram calculados através das Equações 1 e 2 como eletrodos de medida possuindo o mesmo ângulo usado para o sensor padrão (41 graus). Os valores numéricos de capacitância apresentados nessas tabelas foram calculados usando a malha de elementos finitos descrita no Capítulo 3 sem elementos externos ao tubo e sem blindagem para se assemelhar ao caso analítico. Na simulação numérica, todos os eletrodos, exceto os de medida, ficaram na condição de aterrados.

Observa-se nessas tabelas que o erro relativo (em relação aos valores analíticos) entre os valores de capacitância analítica e experimental percentual é considerado pequeno e esse erro vai se tornando menor com o aumento da permissividade relativa do material que se encontra no interior do sensor. Devido à inexistência de soluções analíticas para o caso de eletrodos livres flutuantes, a solução analítica para o caso de eletrodos livres aterrados vem ajudar na validação do método numérico na medida que esses erros entre os valores de capacitância são percentualmente aceitáveis.

Tabela 1 – Valores de capacitância numérica e analítica com o tubo cheio de ar.

Par de eletrodos	Capacitâncias com o tubo cheio de ar (pF)		Erro (%)
	analítica	numérica	
(1,2)	1,18827	1,31249	-10,45
(1,3)	0,08467	0,09064	-7,05
(1,4)	0,04463	0,04797	-7,48
(1,5)	0,03764	0,04021	-6,82

Tabela 2 – Valores de capacitância numérica e analítica com o tubo cheio de nylon.

Par de eletrodos	Capacitâncias com o tubo cheio de nylon (pF)		Erro (%)
	analítica	numérica	
(1,2)	1,72772	1,84106	-6,56
(1,3)	0,29886	0,31943	-6,88
(1,4)	0,16663	0,17827	-6,98
(1,5)	0,14113	0,15073	-6,80

Tabela 3 – Valores de capacitância numérica e analítica com o tubo cheio de água.

Par de eletrodos	Capacitâncias com o tubo cheio de água (pF)		Erro (%)
	analítica	numérica	
(1,2)	2,15495	2,19960	-2,07
(1,3)	1,42098	1,48500	-4,50
(1,4)	1,24385	1,30399	-4,83
(1,5)	1,19559	1,25407	-4,89

## Anexo IV

### Considerações matemáticas sobre o grau de cinza

O problema inverso em tomografia por capacitância consiste em encontrar a distribuição dos componentes no interior do sensor a partir de um conjunto de valores de capacitância que podem ter sido obtidas numericamente ou experimentalmente. Conforme Dyakowski (2000) este problema ainda é referido como um dos mais difíceis desafios em tomografia elétrica por capacitância.

Dyakowski (2000) apresenta em termos gerais a relação entre os valores de capacitância e a distribuição dos componentes no interior do sensor a Equação 1.

$$C = F[(\epsilon_r(x, y))] \quad (1)$$

Na Equação 1 “C” representa uma matriz que contém todos os possíveis valores de capacitância para um sensor com “n” eletrodos. Essa matriz é representada pela Equação 2.

$$\begin{bmatrix} C_{1,1} & C_{1,1} & C_{1,1} & \dots & C_{1,n} \\ C_{2,1} & C_{2,1} & C_{2,1} & \dots & C_{2,n} \\ C_{3,1} & C_{3,2} & C_{3,3} & \dots & C_{3,n} \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ C_{n,1} & C_{n,1} & C_{n,1} & \dots & C_{n,n} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Na matriz acima os elementos  $C_{i,i}$  não são considerados no processo de reconstrução das imagens. Essa matriz também é simétrica porque os elementos  $C_{i,j}$  são iguais aos elementos  $C_{j,i}$  por definição. Algumas vezes a matriz acima é representada de uma forma simplificada (em forma de vetor) aonde não se apresentam os valores  $C_{i,i}$  nem os elementos redundantes abaixo da diagonal principal. Esse vetor é representado pela Equação 3 ou ainda conforme a Equação 4 onde os  $N$  ( $N = n(n-1/2)$ ) valores de capacitância são renomeados.

$$[C_{1,2}, C_{1,3}, \dots, C_{1,n}; C_{2,3}, C_{2,4}, \dots, C_{2,n}; \dots, C_{n,n}] \quad (3)$$

$$[C_1, C_2, \dots, C_N] \quad (4)$$

Na Equação (1) “F” é um operador não linear que tem as seguintes funções:

- a) resolver a Equação 3.1  $n-1$  vezes para cada um dos  $n$  eletrodos quando esses forem eletrodo fonte. As soluções são obtidas para uma dada condição de contorno e  $n$  é o número de eletrodos no sensor.
- b) calcular a distribuição do fluxo para cada solução
- c) calcular a matriz de capacitância usando a Equação 3.2

O objetivo da reconstrução é obter o recíproco do operador “F” para obter a distribuição original das permissividades relativas dos componentes a partir dos valores de capacitâncias conforme a Equação 5.

$$\varepsilon(x, y) = F^{-1} [C] \quad (5)$$

Não existe solução analítica para a Equação 5 principalmente devido a não linearidade que governa a Equação diferencial 3.1. Considerando ainda que o problema é não linear e o número de pixels onde se desejaria saber quais os seus valores de permissividade é muito maior do que o número de medidas de capacitância, e dessa forma existe um infinito número de soluções para o sistema. Partindo deste princípio a única possibilidade de obter-se a distribuição de permissividades  $\varepsilon(x, y)$  é procurando uma melhor maneira de se ajustar essa distribuição às medidas de capacitância.

Fazendo-se uso do método de retro-projeção-linear em tomografia elétrica por capacitância esse ajuste é conseguido linearizando-se o operador “F” para eliminar a não linearidade da Equação 3.1 através da suposição que o campo elétrico no interior do sensor não sofre distorções quando encontra um meio de permissividade diferente. Matematicamente essa suposição é correta quando os meios possuem valores de propriedades dielétricas próximos. Na prática contrariando essa teoria tem-se observado bons resultados para combinação de componentes como gás-sólido, gás-óleo e extrapolando até mesmo para a composição ar-água onde esses componentes possuem propriedades dielétricas totalmente diferentes.

O processo de linearização é representado através da Equação 6 onde “C” é o vetor das capacitâncias, “S” é a matriz de sensibilidade e “G” representa o vetor “grau de cinza” que possui os valores das permissividades dos pixels. Na Equação 6  $N = n(n-1)/2$  valores de capacitância e “M” representa número de pixels no interior do sensor.

$$C_{(N \times 1)} = S_{(N \times M)} G_{(M \times 1)} \quad (6)$$

Através da Equação 6 pode-se concluir que os valores de capacitância medida entre eletrodos são iguais a soma dos valores de capacitância para uma dada combinação de eletrodos causadas pela atuação de cada pixel individualmente. Na seção 3.3.2 foi explicado como são obtidos os elementos da matriz “S” através do processo denominado de problema direto. O problema inverso consiste em encontrar o inverso da matriz “S” e é representado conforme a Equação 7. A Equação 7 menciona que os valores dos graus de cinza podem ser obtidos a partir dos valores de capacitância invertendo a matriz “S” e esse processo é conhecido como problema inverso. É através desse processo que calculamos os graus de cinza para a construção das imagens.

$$G_{(M \times 1)} = S^{-1}_{(M \times N)} C_{(M \times 1)} \quad (7)$$

Não é possível encontrar o inverso da matriz “S” pois “S” é uma matriz retangular ( $M > N$ ) e só existe inversa de matriz quadrada. Na prática se utiliza um conceito chamado de pseudo-inversão onde se assume que a matriz inversa de “S” é igual a transposta de “S” ou seja:  $S^{-1} = S^T$ . Esta aproximação permite o melhor ajuste do ponto de vista do mínimo quadrado, mas pode não ser o melhor operador para todas as aplicações.