

FÁBIO LUIZ BERTOTTI

**SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PASSIVA E TÉCNICA DE
MEDIÇÃO PARA AQUISIÇÃO DA
IMPEDÂNCIA ELÉTRICA DE TECIDO ANIMAL *POST MORTEM***

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de “Doutor em Ciências” – Área de Concentração: Engenharia Biomédica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Abatti.

CURITIBA

2010

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

B547 Bertotti, Fábio Luiz
Sistema de biotelemetria passiva e técnica de medição para aquisição da impedância elétrica de tecido animal post mortem / Fábio Luiz Bertotti. — 2010.
174 p. : il. ; 30 cm

Orientador: Paulo José Abati

Tese (Doutorado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Área de concentração: Engenharia Biomédica, Curitiba, 2010.

Bibliografia: p. 151-160

1. Biotelemetria. 2. Bioengenharia. 3. Impedância bioelétrica. 4. Tecidos (Anatomia e fisiologia) – Análise. 5. Engenharia elétrica – Teses. I. Abati, Paulo José, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

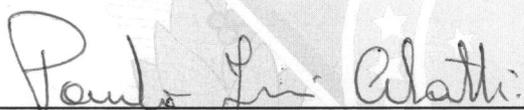
Título da Tese Nº. 59

**“Sistema de Biotelemetria Passiva e Técnica de
Medição para a Aquisição da Impedância Elétrica de
Tecido Animal *Post Mortem*”**

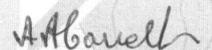
por

Fábio Luiz Bertotti

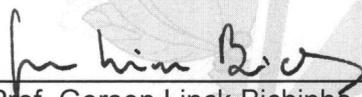
Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do título de DOUTOR EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia Biomédica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Campus Curitiba, às 14h do dia 09 de dezembro de 2010. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:



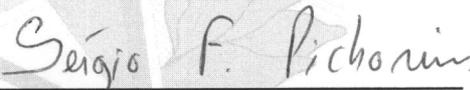
Prof. Paulo José Abatti, Dr.
(Presidente – UTFPR)



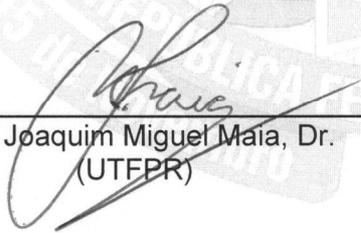
Prof. Aparecido Augusto de Carvalho, Dr.
(UNESP)



Prof. Gerson Linck Bichinho, Dr.
(PUC)



Prof. Sérgio Francisco Pichorim, Dr.
(UTFPR)


Prof. Joaquim Miguel Maia, Dr.
(UTFPR)

Visto da coordenação:



Prof. Fábio Kurt Schneider, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho exigiu mais que minha vontade e empenho pessoal, sendo de fundamental importância o envolvimento de entidades e pessoas, a quem devo meus sinceros agradecimentos.

Ao professor Dr. Paulo José Abatti pela sua orientação e apoio oferecidos no decorrer deste trabalho de pesquisa.

Aos meus pais, Adirso e Lúcia, que me incentivaram e ajudaram nos momentos mais difíceis desta jornada.

À minha querida irmã Stefânia por sempre ter sido amorosa e companheira.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pela concessão de bolsa.

À UTFPR, por disponibilizar sua infra-estrutura e materiais necessários para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Frigorífico Argus Ltda pelo fornecimento de amostras de carne e ao Sr. Carlos Domakoski, proprietário do Açougue Domakoski, pelos serviços prestados.

Ao Alexandre Vassinievski Ribeiro, Paulo Danielli e Volmir Dias, que durante o período iniciação científica e de estágio obrigatório, contribuíram diretamente na realização deste trabalho.

Aos colegas de laboratório pelos momentos agradáveis e descontraídos ao longo da convivência cotidiana.

E a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para que este trabalho fosse concluído.

RESUMO

BERTOTTI, Fábio Luiz. **Sistema de Biotelemetria Passiva e Técnica de medição para Aquisição da Impedância Elétrica de Tecido Animal *Post Mortem***. 2010. 174f. Tese (Doutorado em Engenharia Biomédica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

O presente trabalho descreve o desenvolvimento de uma técnica para a medição da bioimpedância de tecido animal através do uso de sistema de biotelemetria passiva, possuindo duas unidades sensoras, compostas por apenas um indutor e eletrodos, e duas unidades de leitura constituídas de uma bobina de leitura em série com um capacitor e um resistor (circuito RLC série). Esta técnica permite obter a parte real e imaginária da bioimpedância por meio da medição do módulo e da fase da impedância de entrada do sistema de biotelemetria proposto. A fim de melhor caracterizar o objeto de medição, alguns experimentos foram realizados, usando amostras de tecido animal *post mortem* (carne bovina), e os respectivos resultados são apresentados e comentados. Com base nestes resultados, o sistema de biotelemetria foi especificado e implementado. Com o intuito de validar a técnica de medição e o sistema de biotelemetria, foram utilizados modelos elétricos para representar a bioimpedância, levando a erros de medição inferiores a $\pm 4\%$ para a parte real da bioimpedância. Experimentos foram conduzidos com o uso do sistema de biotelemetria e amostras de carne, embaladas a vácuo e com unidades sensoras inseridas. Como resultado, foi possível obter a razão entre duas partes reais da bioimpedância em duas frequências distantes, denominada de parâmetro P_y , e a taxa de anisotropia. O perfil da resposta de P_y apresentou correlação com relação a resultados encontrados na literatura. Além disso, neste trabalho descreve-se também uma nova técnica de medição de fase entre dois sinais senoidais e um equipamento para a medição do módulo e da fase da impedância de entrada do sistema de biotelemetria.

Palavras-chave: Biotelemetria. Bioimpedância. Tecido animal *post mortem*. Medição de fase.

ABSTRACT

BERTOTTI, Fábio Luiz. **Passive Biotelemetric System and Measurement Technique for the Aquisition of the Electrical Impedance of Post Mortem Animal Tissue.** 2010. 174f. Tese (Doutorado em Engenharia Biomédica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2010.

This work describes the development of a technique for the measurement of the bioimpedance of animal tissues by means of a passive biotelemetric system, which is made up of two sensor units, each one composed of only an inductor and electrodes, and two reading units that consists of a reading coil in series with a capacitor and with a resistor (series RLC circuit). This technique allows the acquisition of the real and imaginary parts of the bioimpedance through the measurement of the module and phase parts of the input impedance of the proposed biotelemetric system. In order to characterize the object of measurement, some experiments were performed, employing *post mortem* animal tissue samples (bovine meat). The respective results are presented and discussed in details. Based in these results, the biotelemetric system was specified and implemented. With the purpose to validate the measurement technique and the biotelemetric system, bioimpedance models has been used, leading to measurement errors down to $\pm 4\%$ to the real part of the bioimpedance. Experiments were carried out using the biotelemetric system and vacuum packed bovine meat samples with sensor units. As a result, it was possible to obtain the ratio between two real parts of the bioimpedance at two distant frequencies, also known as P_y parameter, and the anisotropy ratio of meat samples. Besides that, this work also describes a novel simple method to measure the phase difference between two sinusoidal signals and an equipment to measure the module and phase of the input impedance of the biotelemetric system.

Keywords: Biotelemetry. Bioimpedance. *Post portem* animal tissue. Phase measurement.

LISTA DE FIGURAS

<p>Figura 1 - Configuração do modelo de Maxwell-Wagner e os circuitos equivalentes. (a) Dielétricos d_1 e d_2 em série e o respectivo circuito equivalente. (b) circuito equivalente expresso em termos de condutâncias e susceptâncias.</p>	36
<p>Figura 2 - Permissividade elétrica complexa relativa típica de tecidos biológicos em função da frequência. ϵ_r' e ϵ_r'' correspondem à parte real e imaginária da permissividade relativa, respectivamente.</p>	40
<p>Figura 3 - Permissividade elétrica relativa ϵ_r e condutividade específica σ típica de tecidos biológicos em função da frequência. A dispersão δ não é observada nesta ilustração.</p>	41
<p>Figura 4 - Condutividade σ típica de um tecido anisotrópico, referente a uma amostra do músculo esquelético extraído de um cão.</p>	42
<p>Figura 5 - Configuração dos eletrodos com relação às fibras musculares. A: eletrodos transversais às miofibras e perpendiculares ao eixo longitudinal destas. B: eletrodos transversais às miofibras e paralelos ao eixo longitudinal destas. C: eletrodos longitudinais às miofibras e perpendiculares ao eixo longitudinal destas.</p>	42
<p>Figura 6 - Circuito equivalente para tecidos biológicos, onde R_e é a resistência do meio extracelular, R_i é a resistência intracelular e C_m é a capacitância da membrana celular equivalente.</p>	43
<p>Figura 7 - Circuitos equivalentes para o CPE. (a) Circuito série representando a impedância Z_{CPE} do CPE; (b) Circuito paralelo representando a admitância Y_{CPE} do CPE.</p>	47
<p>Figura 8 - Circuito equivalente do modelo de Cole-Cole, conforme (33).</p>	49
<p>Figura 9 - Gráfico da impedância complexa Z_i. Quando $\alpha = 1$, a resposta de Z_i se apresenta na forma de um semi-círculo (pontilhado). Se $0 < \alpha < 1$, o semi-círculo passa a ser um arco rebaixado (linha cheia) cuja distância de seu topo e o eixo R dependerá de α. O ponto central do arco, onde $\omega_c \cdot \tau = 1$ e $Im(Z_i)$ é mínimo, define a frequência característica f_c do biomaterial.</p>	50
<p>Figura 10 - Gráfico hipotético da impedância complexa Z_i representando as dispersões α, β e γ ao longo da frequência. Cada dispersão possui um arco associado, cada um com seu ΔR específico equivalente.</p>	50

Figura 11 – Disposição dos eletrodos na configuração tetrapolar, para SF-BIA e MF-BIA. Os eletrodos de excitação são colocados na mão e no pé, ao passo que os eletrodos de detecção são presos no pulso e no tornozelo.	53
Figura 12 – Medição da impedância (P_y) do músculo LD (<i>Longissimus Dorsi</i>) durante 14 dias.	62
Figura 13 - Par de eletrodos do tipo agulha. Cada par é formado por 2 colunas com 5 agulhas de aço inox do tipo 18G1 ½ (30 x 0,8 mm) cada e separadas por 10 mm. As agulhas são fixadas em uma base rígida de acrílico. (a) vista lateral. (b) vista superior. (c) vista tridimensional do conjunto de eletrodos com fios conectados.	69
Figura 14 - Parte real da bioimpedância ($Re(Z_i)$) medida e simulada através do modelo de Cole para o 2º, 8º e 14º dia.	70
Figura 15 - Parte imaginária da bioimpedância ($Im(Z_i)$) medida e simulada através do modelo de Cole-Cole para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i>	71
Figura 16 - Diagrama de Wessel para a impedância Z_i medida e simulada para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i> . Alguns valores de frequência estão indicados. Note que a frequência indicada no ponto de mínimo de cada curva equivale à frequência característica f_c	71
Figura 17 - Circuito equivalente, segundo o modelo de Cole-Cole, considerando a capacitância C_s e a resistência R_s dos eletrodos.	72
Figura 18 - Diagrama de Wessel para a impedância Z_i medida e simulada, para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i> , considerando a influência dos eletrodos.	73
Figura 19 - Evolução de R_e e R_i para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i>	75
Figura 20 - Circuito equivalente da impedância Z_2 , onde foram consideradas a impedância série Z_s (R_s , C_s) e a capacitância paralela C_p dos eletrodos.	76
Figura 21 - Parte real de Z_2 ($Re(Z_2)$) medida e simulada através do modelo de Cole para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i>	76
Figura 22 - Parte imaginária Z_2 ($Im(Z_2)$) medida e simulada através do modelo de Cole para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i>	77
Figura 23 - Diagrama de Wessel de Z_2 medida simulada para o 2º, 8º e 14º dia <i>post mortem</i> , considerando o modelo da Figura 20.	77
Figura 24 - Parâmetro P_y para diferentes pares de R_a e R_b . O gráfico interno apresenta as diferenças entre o P_y do 2º e 14º dia, relacionando com a frequência dos pares de R_a e R_b	79

Figura 25 - Parâmetro R_b/R_a , multiplicado por 100, para diferentes pares de R_a e R_b . O gráfico interno apresenta as diferenças entre R_b/R_a do 2° e 14° dia <i>post mortem</i>	80
Figura 26 - Resultado da medição do <i>pH</i> das amostras do grupo A sujeitas a temperaturas de 2 a 4 °C.	81
Figura 27 - Resultado da medição do <i>pH</i> das amostras do grupo B sujeitas a temperaturas de 8 a 10 °C.	82
Figura 28 - Espectro de $\text{Re}(Z_i)$ das amostras do grupo B, do 2° dia (2d) ao 14° dia (14d) <i>post mortem</i>	83
Figura 29 - Espectro de $\text{Im}(Z_i)$ das amostras do grupo B, do 2° dia (2d) ao 14° dia (14d) <i>post mortem</i>	83
Figura 30 - P_y medido para os grupos A (2 a 4 °C) e B (8 a 10 °C) em diferentes pares de frequências para R_a e R_b	84
Figura 31 - Espectro da parte real da impedância para uma amostra de carne submetida às temperaturas de 5 e 12 °C.	86
Figura 32 - Espectro da parte imaginária da impedância para uma amostra de carne submetida às temperaturas de 5 e 12 °C.	86
Figura 33 - Circuitos elétricos do sistema de biotelemetria. (a) Circuitos da unidade de leitura e implantável. (b) Circuito equivalente obtido a partir do modelo T de transformadores.	90
Figura 34 – Sistema de biotelemetria proposto. Os sistemas A e B estão acoplados magneticamente às respectivas unidades sensoras, as quais estão inseridas na amostra de carne.	96
Figura 35 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para desvios de ± 5 kHz, ± 15 kHz e ± 25 kHz em f_{ob}	99
Figura 36 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para desvios inseridos em L_{1b} , L_{2b} e em R_{1b}	100
Figura 37 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para desvios de $\pm 5\%$ atribuídos em k_b	101
Figura 38 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para erros aplicados em $ Z_{ent} $	102
Figura 39 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para erros aplicados na fase de Z_{ent}	103

Figura 40 - Configuração do sistema de biotelemetria e parâmetros a serem utilizados para a medição da impedância de entrada Z_{ent}	107
Figura 41 - Medição de fase entre os sinais v_1 e v_2 feito por diferença de tempo.	108
Figura 42 - Diagrama em blocos do sistema de medição para a impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria.	113
Figura 43 - Diagrama em blocos do sistema de medição para a impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria.	115
Figura 44 - Diagrama em blocos funcional do gerador de forma de onda programável AD9833.	117
Figura 45 - Diagrama em blocos do circuito de excitação.	118
Figura 46 - Esquema elétrico do amplificador com ganho programável (AGP). A entrada é ligada na saída do DDS_e e a saída do AGP é conectada no <i>driver</i> de corrente.	119
Figura 47 - Diagrama em blocos correspondente ao circuito de leitura.	120
Figura 48 - Esquema elétrico do circuito de ajuste de ganho.	121
Figura 49 - Amplificador diferencial usando o dispositivo THS4141. (a) Símbolo deste amplificador diferencial mostrando suas características diferenciais. (b) Circuito sugerido pelo fabricante para entrada única de sinal.	123
Figura 50 - Diagrama esquemático do circuito detector de pico utilizado.	123
Figura 51 - Sistema microcontrolado, incluindo as interfaces RS-232 e SPI.	125
Figura 52 - Configuração do sistema de medição para dois sistemas de biotelemetria.	127
Figura 53 - Erro de fase obtidos nas medições realizadas pelo equipamento em relação às fases programadas nos DDSs.	130
Figura 54 - Erros na medida de fase para a frequência de 1 MHz, considerando passos de $0,25^\circ$ e média de 3 amostras para cada valor de fase obtido.	131
Figura 55 - Resposta do sistema de biotelemetria para as medições realizadas com uma ponte resistiva. Os valores de resistência obtidos (R_m medido) são relacionados com aqueles medidos pelo analisador de impedância (R_m real), chamado de teórico (R_m teórico), sendo considerado como padrão.	134
Figura 56 - Erros de medição de R_m com o sistema de biotelemetria.	134

Figura 57 - Resultado da medição da parte real (A) dos modelos, para o 2°, 8° e 14° dia <i>post mortem</i> , e para as frequências de 20 e 500 kHz.....	135
Figura 58 - Resultado da medição da parte imaginária ($-B$) dos modelos, para o 2°, 8° e 14° dia <i>post mortem</i> , e para as frequências de 20 e 500 kHz.....	135
Figura 59 - Erros de medição da parte real (A) dos modelos, para o 2°, 8° e 14° dia <i>post mortem</i> , e para as frequências de 20 e 500 kHz.	136
Figura 60 - Erros de medição da parte imaginária ($-B$) dos modelos, para o 2°, 8° e 14° dia <i>post mortem</i> , e para as frequências de 20 e 500 kHz.	136
Figura 61 - Erros de medição da parte imaginária ($-B$) dos modelos após aplicar a resposta nas equações de calibração (y_{20k}) e (y_{500k}), mostradas no gráfico, considerando o 2°, 8° e 14° dia <i>post mortem</i> , e para as frequências de 20 e 500 kHz.	137
Figura 62 - Valores de P_y teórico, medido e erro percentual para o 2°, 8° e 14° dia <i>post mortem</i>	138
Figura 63 - Configuração das unidades sensoras, dispostas de acordo com o sentido das fibras musculares e com os parâmetros que se deseja medir.	139
Figura 64 - Valores de A referente a média de 8 amostras para 20 kHz e 500 kHz, com duas unidades sensoras inseridas transversalmente às fibras musculares.	141
Figura 65 - Valores de A ($\text{Re}(Z_i)$) referente a média de 8 amostras para 20 kHz, com duas unidades sensoras inseridas em sentidos diferentes.	141
Figura 66 - Valores de P_y calculados do 2° até o 14° dia <i>post mortem</i> . A reta de regressão é representada pela linha cheia, enquanto que as linhas pontilhadas mostram duas inclinações diferentes.....	142
Figura 67 – Taxa de anisotropia calculada do 2° até o 14° dia <i>post mortem</i>	143
Figura 68 – Formato e dimensões físicas das bobinas sugeridas para o sistema de biotelemetria. (a) vista frontal de L_2 . (b) vista superior de L_2 . (c) vista lateral L_1 acoplada a L_2 . A distância entre L_1 e L_2 é representada por d . É desejável que o disco de suporte seja de acrílico e que sua espessura seja inferior a 1 mm.....	150
Figura 69 - Circuito do modelo de Maxwell-Wagner, onde Z_T é a impedância equivalente	161
Figura 70 - Circuito do modelo de Maxwell-Wagner, onde Y_T é a admitância equivalente	162

Figura 71 - Circuito equivalente do modelo de Fricke, onde R_e e R_i são as resistências referentes ao fluido extracelular e intracelular, respectivamente, e C_m é a capacitância correspondente a membrana celular.	165
Figura 72 – Sistema de refrigeração desenvolvido.	174

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores das variáveis utilizadas para simular a impedância Z_1 teórica segundo o modelo de Cole-Cole.	73
Tabela 2 - Valores das variáveis obtidas, relativas a Z_1 , para o modelo de Fricke.	74
Tabela 3 - Valores das variáveis utilizadas para simular Z_2 através do modelo de Cole-Cole.	78
Tabela 4 - Valores das variáveis do obtidas, relativas a Z_2 , para o modelo de Fricke.	78
Tabela 5 - Valores da parte real e imaginária da bioimpedância para as frequências de 20, 100 e 500 kHz, de P_y para os pares de frequência de 20 kHz/500 kHz e 20 kHz/100 kHz e variação percentual em função da temperatura ($\Delta(\%)/^\circ\text{C}$).	87
Tabela 6 - Características dos ferrites empregados nas bobinas da unidade de leitura (L_{1a} e L_{1b}) e do implante (L_{2a} e L_{2b}).	97
Tabela 7 - Características das bobinas desenvolvidas para a unidade de leitura (L_{1a} e L_{1b}) e implantável (L_{2a} e L_{2b}).	97
Tabela 8 - Parâmetros elétricos e características físicas das bobinas da unidade de leitura (L_{1a} e L_{1b}) e das bobinas das unidades sensoras (L_{2a} e L_{2b}).	132
Tabela 9 - Valores teóricos e práticos para os modelos de Z_i	133

LISTA DE SIGLAS E ACRÔNIMOS

A/D	Analógico para Digital
AESOP	Automated Endoscope System for Optimal Positioning
AGP	Amplificador com Ganho Programável
BIA	<i>Bioimpedance Analysis</i>
Bps	Bits por segundo
Ch	Chave
CI	Circuito Integrado
CPE	<i>Constant Phase Element</i>
D/A	Digital para Analógico
DC	<i>Direct Current</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesizer</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
ECG	Eletrocardiograma
ECW	<i>Extra-Cellular Water</i>
EECON	Embraco <i>Electronic Controls</i>
EIT	<i>Electrical Impedance Tomography</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
FFM	<i>Fat-Free Mass</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
ICW	<i>Intra-Cellular Water</i>
I/O	<i>Input/Output</i>
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LD	<i>Longissimus Dorsi</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
M	Indutância Mútua
MF- BIA	<i>Multi-Frequency BIA</i>
MFB	<i>Multiple Feedback</i>
MRI	<i>Magnetic Resonance Imaging</i>

NMR	<i>Nuclear Magnetic Resonance</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
n-PSK	<i>n-Phase Shift Keying</i>
OC	Oscilador Controlável
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PVC	Poli Cloreto de Vinila
P_y	A razão entre duas partes reais da bioimpedância em duas frequências distantes
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RC	Circuito série formado por um capacitor e um resistor
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RF	Rádio Frequência
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
RLC	Circuito série ou paralelo formado por um resistor, um indutor e um capacitor
RMS	<i>Root Mean Square</i>
S-BIA	<i>Segmental BIA</i>
SARP	<i>Surgical Assistant Robot for Prostatectomies</i>
SF-BIA	<i>Single Frequency BIA</i>
SM	<i>Semimembranosus</i>
SMD	<i>Surface Mount Devices</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
ST	<i>Semitendinosus</i>
TTL	<i>Transistor Transistor Logic</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USART	<i>Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
UTI	Unidade de Tratamento Intensivo
VCC	<i>Variable Capacity Compressor</i>
Vpp	Volt pico-a-pico
XOR	<i>exclusive-or</i>
Z	Impedância
Z_i	Bioimpedância
Z_{ent}	Impedância de entrada do sistema de biotelemetria

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	23
1.1 ENGENHARIA BIOMÉDICA	23
1.2 ELETRÔNICA NA INSTRUMENTAÇÃO BIOMÉDICA	25
1.2.1 Contexto Histórico	25
1.2.2 Biotelemetria	27
1.3 BIOIMPEDÂNCIA	29
1.3.1 Bioimpedância aplicada na avaliação da qualidade de carnes	30
1.4 OBJETIVOS DESTES TRABALHOS	31
1.4.1 Objetivos Gerais	31
1.4.2 Objetivos Específicos	31
1.5 SINOPSE E ESTRUTURA DA TESE	32
2. MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BIOLÓGICA	35
2.1 INTRODUÇÃO	35
2.2 PROPRIEDADES ELÉTRICAS DOS TECIDOS BIOLÓGICOS	35
2.2.1 Fenômenos de relaxação e dispersão	35
2.3 MODELOS ELÉTRICOS DA IMPEDÂNCIA DE CÉLULAS E TECIDOS BIOLÓGICOS	43
2.3.1 Modelo de Fricke	43
2.3.2 Modelo de Cole-Cole	44
2.3.3 O significado de α	51
2.4 A MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA EM SERES HUMANOS	51
2.4.1 Bioimpedância extracorpórea	52
2.4.2 Bioimpedância Intracorpórea Localizada	53
2.5 A BIOIMPEDÂNCIA DE TECIDO ANIMAL	55
2.5.1 Processo de transformação do tecido muscular <i>in vivo</i> em carne	56
2.5.2 Propriedades elétricas da carne	56
2.5.3 Estudos sobre a impedância elétrica e sua influência na qualidade da carne	61
2.6 CONCLUSÃO E COMENTÁRIOS	63
3. MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA ELÉTRICA DE CARNES	65
3.1 INTRODUÇÃO	65
3.2 ANÁLISE DE VIABILIDADE DE MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA ELÉTRICA EM CARNES	66
3.3 AQUISIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA EM TECIDO ANIMAL	68
3.3.1 Medição da bioimpedância no processo de deterioração de tecido animal	68
3.3.2 Avaliação do processo de conservação de tecido animal	80
3.3.3 Influência da temperatura na medição da bioimpedância	85
3.4 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES	87
4. MÉTODO E SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PARA MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA	89
4.1 INTRODUÇÃO	89
4.2 SISTEMA DE BIOTELEMETRIA E TÉCNICA DE MEDIÇÃO	90
4.2.1 Modelagem do Sistema de Biotelemetria	91
4.3 CARACTERÍSTICAS E LIMITAÇÕES DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA	93
4.4 ESPECIFICAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA	95
4.5 SIMULAÇÕES TEÓRICAS	98

4.6 CONCLUSÕES	104
5. MÉTODO DE MEDIÇÃO DE FASE E EQUIPAMENTO PARA A MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA	105
5.1 INTRODUÇÃO.....	105
5.2 MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA	106
5.3 TÉCNICAS TRADICIONAIS PARA MEDIÇÃO DE FASE.....	107
5.4 TÉCNICA DE MEDIÇÃO DE FASE DESENVOLVIDA.....	110
5.4.1 Método de detecção de coincidência de fase entre dois sinais senoidais.....	110
5.4.2 Sistema de medição de fase	112
5.5 EQUIPAMENTO PARA MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA DESENVOLVIDO	114
5.5.1 Circuito de Excitação	116
5.5.2 Circuito de Leitura	120
5.5.3 Microcontrolador e Interfaces	124
5.5.4 Programa de gerenciamento embarcado	125
5.5.5 Medição de dois sistemas de biotelemetria.....	126
5.6 CONCLUSÕES	127
6. RESULTADOS	129
6.1 INTRODUÇÃO.....	129
6.2 AVALIAÇÃO PRELIMINAR DO EQUIPAMENTO DE MEDIÇÃO	129
6.3 VALIDAÇÃO DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PARA AQUISIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA	131
6.3.1 Configuração do sistema de biotelemetria para a aquisição da bioimpedância.....	131
6.3.2 Modelos de bioimpedância	132
6.3.3 Resultados Obtidos	133
6.4 MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA DE AMOSTRAS DE TECIDO USANDO O SISTEMA DE BIOTELEMETRIA DESENVOLVIDO.....	138
6.4.1 Metodologia empregada para aquisição da bioimpedância	138
6.4.2 Resultados obtidos	140
6.5 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES	143
7. CONCLUSÕES.....	145
7.1 PRELÚDIO	145
7.2 CONCLUSÕES GERAIS E COMENTÁRIOS	145
7.3 TRABALHOS FUTUROS	149
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	151
APÊNDICE A - DEDUÇÃO DAS ADMITÂNCIAS Y' E Y'' DO MODELO DE MAXWELL-WAGNER.....	161
APÊNDICE B - DEDUÇÃO DE Z_i e C_m SEGUNDO O MODELO DE FRICKE	165
APÊNDICE C - DEDUÇÃO DE $Re(Z_i)$ E $Im(Z_i)$.....	167
APÊNDICE D - OBTENÇÃO DE R_i ATRAVÉS DE R_0 E R_∞	169
APÊNDICE E - DEDUÇÃO DE Z_2.....	171
APÊNDICE F - SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO DESENVOLVIDO	173

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 ENGENHARIA BIOMÉDICA

As grandes mudanças na medicina ocorreram no final do século XIX e início do século XX, com o rápido desenvolvimento das ciências puras, tais como química, física e aplicadas, microbiologia, fisiologia, entre outras. Este processo de evolução foi caracterizado pelo intenso intercâmbio entre disciplinas, que possibilitou que a pesquisa médica tirasse proveito da tecnologia existente e desenvolvesse técnicas para diagnóstico e tratamento de doenças (BRONZINO, 2000).

Como quase todos os campos da tecnologia, a aplicação da engenharia na medicina foi profundamente afetada pelos avanços da eletrônica e da informática. Especificamente, a engenharia biomédica evoluiu com o desenvolvimento da instrumentação, sensores, próteses, dispositivos terapêuticos, e com a aplicação da teoria de sistemas e da física nos sistemas fisiológicos, incluindo o uso de modelos matemáticos (GESELOWITZ, 1999).

Ao longo da história, descobertas científicas das mais variadas áreas do conhecimento beneficiaram a medicina. Um dos grandes avanços ocorreu com a descoberta da eletricidade, introduzindo técnicas e dispositivos para terapia e para diagnóstico. O princípio do uso da eletricidade na medicina data de 1747, em que Jallabert tratou casos de paralisia com faíscas elétricas (KUHFIELD, 1995b). Em 1786, Luigi Galvani constatou que ao aplicar uma descarga elétrica no músculo da coxa de uma rã ocorriam espasmos musculares. Suas descobertas e estudos subsequentes deram origem a eletrofisiologia (KUHFIELD, 1995a; NEBEKER, 2002; GESELOWITZ, D. B.; GESELOWITZ, M. N., 1999).

Outro passo importante envolvendo físicos na medicina foi a descoberta do raio-X por Wilhelm Röntgen, em 1895, dando início à radiologia e à física médica (HOHEISEL 2006; BRONZINO, 2000; GESELOWITZ, D. B.; GESELOWITZ, M. N., 1999; NEBEKER, 2002). No ano seguinte as empresas Siemens e General Electric iniciaram a fabricação dos primeiros equipamentos de raios-X para uso médico (NEBEKER, 2002). Estes são alguns dos exemplos

da colaboração científica com a medicina, sendo que mais tarde estas duas áreas do conhecimento passaram a evoluir juntas.

Houve grandes avanços na área médica no século XX, juntamente com o desenvolvimento tecnológico. Em 1903, o fisiologista holandês Willem Einthoven construiu o primeiro eletrocardiógrafo prático para registrar a atividade elétrica do coração (BRONZINO, 2000). No início do século XX, o cientista Herman P. Schwan, um dos pioneiros na área da engenharia biomédica, estudou a natureza dos impulsos nervosos e a respectiva velocidade, estabelecendo os conceitos da condução eletrolítica nos tecidos dos animais (FOSTER, 2002). No final de 1939 os primeiros microscópios eletrônicos foram produzidos em série pela Siemens (RUSKA, 1987).

Durante a primeira guerra mundial, as válvulas eletrônicas começaram a ser fabricadas em larga escala, permitindo seu uso na diatermia, dando origem a novos tipos de eletrocirurgia e aplicações na área da biotelemetria. Outro fruto do desenvolvimento tecnológico proporcionado pela guerra foi o sonar, sendo adaptado nos anos 1940 para aplicações de imagem médica (NEBEKER, 2002).

A engenharia contribuiu para a cardiologia de diversas formas. A maior invenção nesta área foi o marca-passo cardíaco, desenvolvido por Paul M. Zoll em 1952 (FERGUSON, 1997; NEBEKER, 2002). No final da década de 1960, Denton Cooley implantou pela primeira vez um coração artificial, chamado de Liotta, com o propósito de manter o paciente vivo até que um doador surgisse para que o transplante definitivo pudesse ser efetuado (FRAZIER, 2002).

A década de 1970 foi marcada por grandes progressos na área de aquisição de imagens médicas. Em 1972, na Inglaterra, Hounsfield e Cormack desenvolveram o primeiro tomógrafo computadorizado, rendendo-lhes o prêmio Nobel em medicina no ano de 1979 (SMITH; ADHAMI, 1999). Em meados desta década houve vários estudos para obter imagens a partir da ressonância magnética nuclear ou NMR (*Nuclear Magnetic Resonance*). Em 1977, Mansfield obteve a primeira imagem utilizando esta técnica, que mais tarde foi chamada de imagem por ressonância magnética ou MRI (*Magnetic Resonance Imaging*) (RINCK, 2008).

A robótica teve suas primeiras aplicações na engenharia biomédica no início da década de 1990. Pela primeira vez, em 25 de março de 1991 no hospital de Shaftesbury, em Londres, o robô cirúrgico SARP (*Surgical Assistant Robot for Prostatectomies*), controlado por computador, desempenhou uma operação cirúrgica envolvendo a retirada da próstata de um paciente com 68 anos de idade (NG *et al.*, 1993). Em 1993, o FDA aprovou o uso do primeiro

robô médico para endoscopia, conhecido como AESOP (*Automated Endoscope System for Optimal Positioning*) (YULUN; BUTNER; DARZI, 2006).

Nas últimas três décadas, a engenharia biomédica se consolidou como uma área de conhecimento abrangente e indispensável para a evolução contínua da medicina e da pesquisa neste ramo. Atualmente, a engenharia biomédica é definida como o uso de princípios e técnicas de engenharia para resolver problemas nas áreas de biologia e medicina, provendo meios para melhorar o diagnóstico e tratamento médico (NEBEKER, 2002).

1.2 ELETRÔNICA NA INSTRUMENTAÇÃO BIOMÉDICA

O campo da instrumentação biomédica surgiu muito antes da eletrônica e outras áreas tecnológicas relevantes. Um exemplo é o estetoscópio, o qual foi inventado por Laennec em 1816 (GEDDES, 2005). Atualmente, a instrumentação biomédica é considerada um ramo da engenharia biomédica. Em virtude dos avanços tecnológicos nesta área, uma grande variedade de dispositivos médicos foi desenvolvida, os quais podem ser classificados em dispositivos: 1) para diagnóstico; 2) terapêuticos; e 3) para assistência ou reabilitação (NEBEKER, 2002).

1.2.1 Contexto Histórico

A presença da eletrônica na instrumentação biomédica tornou-se significativa no início do século XX. A descoberta que tornou possível o desenvolvimento de muitos instrumentos médicos foi a invenção da válvula eletrônica por Lee De Forest, em 1907, permitindo a criação e o aperfeiçoamento de muitos instrumentos biomédicos já existentes como, por exemplo, os amplificadores aplicados na eletrofisiologia (GEDDES; ROEDER, 2003; GOLDENSOHN, 1998).

A invenção do transistor por John Bardeen e Walter Brattain em 1947 possibilitou miniaturizar dispositivos e diminuir o consumo de energia destes. Os primeiros transistores foram disponibilizados comercialmente na década de 1950, sendo utilizado no primeiro marca-passo implantável, que foi desenvolvido por Wilson Greatbatch e William M. Chardack em 1958 e 1959 (HADDAD; HOUBEN; SERDIJIN, 2006). No final da década de 1950, o engenheiro Jack Kilby, da empresa norte americana Texas Instruments, construiu o primeiro circuito integrado (CI), representando um grande progresso na área da eletrônica. Oito anos após a criação do transistor bipolar, surgiram os primeiros métodos para fabricação

do transistor de efeito de campo ou FET (*Field Effect Transistor*) (BRINKMAN; HAGGAN; TROUTMAN, 1997). De modo geral, os transistores e circuitos integrados possibilitaram a elaboração de equipamentos médicos portáteis e contribuíram para o melhoramento dos amplificadores de sinais fisiológicos.

A instrumentação biomédica foi indispensável para a criação das unidades de tratamento intensivo (UTIs). Foi no ano de 1953 em Copenhagen, na Dinamarca, que Bjorn Ibsen criou a primeira UTI (MOHAMMAD, 2004). Alguns anos mais tarde, diversos dispositivos médicos vieram a equipar estas unidades. O ventilador mecânico foi um dos primeiros equipamentos a serem adotados em uma UTI (GEDDES, 2007).

Durante os anos 1960, os principais fabricantes de equipamentos na área da instrumentação começaram a produzir e vender aparelhos para instrumentação médica. O alto custo de desenvolvimento dos equipamentos e a falta de conscientização por parte do corpo médico impactaram em prejuízos neste setor. Porém, as grandes empresas decidiram projetar circuitos exclusivos para a área médica, ao invés de modificar o que já tinha sido projetado para outros propósitos. Esta mudança de estratégia tornou os equipamentos médicos mais específicos e confiáveis (CROMWELL; WEIBELL; PFEIFFER, 1980).

Na década de 1960, o ultra-som foi utilizado, de forma não-destrutiva, para encontrar a linha mediana do cérebro, uma vez que imagens por raios-X não permitiam uma identificação clara. O uso de raios laser foi mais uma contribuição relevante para a instrumentação biomédica. O resultado de uma das primeiras aplicações do laser foi o oftalmoscópio. Mais tarde, lasers de neodímio com energia superior a 1000 J foram usados pela primeira vez para tratamento de tumor e câncer (HILL, 1968).

A necessidade da medição da eficiência cardio-respiratória deu origem aos oxímetros. O primeiro oxímetro, apresentado por Nicolai em 1932, utilizava uma lâmpada e um sistema óptico para iluminar a mão do paciente. Os oxímetros de pulso surgiram no início da década de 1970, empregando LEDs (*Light-Emitting Diode*) de infravermelho para excitação e recepção da luz refletida. Em 1978, os primeiros oxímetros de pulso começaram a ser produzidos e comercializados, no Japão, pela Minolta Câmera Co. (GEDDES, 1997).

Apesar das dificuldades de miniaturização, os primeiros dispositivos implantáveis mostraram-se importantes devido aos benefícios de sua atuação localizada. No final dos anos 1950, A. Djourno e C. Eyries iniciaram experimentos com sistemas implantados para estimular o nervo auditivo, conhecidos atualmente como implantes cocleares (WILSON & DORMAN, 2008). Na década de 1970 foi desenvolvido o primeiro sistema de liberação de

medicamentos implantável não-eletrônico, composto por uma bomba ativada por gás freon, possibilitando liberar o medicamento constantemente (GREATBATCH; HOLMES, 1991).

O desfibrilador automático implantável surgiu no final dos anos 1970, sendo implantado em um ser humano, em 1980, no hospital universitário Johns Hopkins nos Estados Unidos (GREATBATCH; HOLMES, 1991). Na década de 1990, implantes foram criados para a estimulação cerebral profunda ou DBS (*Deep Brain Stimulation*), em que pulsos elétricos são aplicados no núcleo talâmico do cérebro para controlar o tremor muscular provocado pelo mal de Parkinson (SHILL; SHETTER, 2005, JUNGER, 1992).

1.2.2 Biotelemetria

A biotelemetria é um campo especial da instrumentação biomédica que permite a transmissão da informação de um local de difícil acesso para uma estação de monitoramento. A técnica de envio dos dados produzidos na origem para o ponto de recepção pode assumir várias formas como, por exemplo, rádio-freqüência. Uma das primeiras aplicações da biotelemetria ocorreu em 1903, em que Einthoven enviou sinais de um eletrocardiograma de seu laboratório para sua casa, utilizando como meio de comunicação uma linha telefônica convencional (CROMWELL, WEIBELL; PFEIFFER, 1980).

O uso de dispositivos implantáveis reduz consideravelmente o risco de infecções, microchoques e o desconforto provocados por conexões transdérmicas (TROYK; SCHWAN, 1989; HINES, 1996; PICHORIM; ABATTI, 2008). Para implantar um dispositivo de monitoramento no corpo humano é necessário realizar um procedimento invasivo. Isto requer que o implante tenha dimensões reduzidas e que possa funcionar por um longo período de tempo, sem causar qualquer rejeição ou dano ao organismo. Desta forma, o paciente tem condições de se recuperar mais rapidamente da cirurgia e seus parâmetros podem ser monitorados por mais tempo (FLICK; ORGLMEISTER, 2000). Neste caso, o uso de baterias se torna um fator indesejável, pois há risco de contaminação, o tempo de vida deste dispositivo é limitado, além de aumentar significativamente as suas dimensões. Em virtude destas restrições, duas formas de comunicação e transmissão de energia ao implante podem ser empregadas. A primeira delas é fazendo o uso de radiofreqüência. Porém, devido ao corpo humano comportar-se como um meio iônico, o campo elétrico das ondas eletromagnéticas é atenuado consideravelmente (TROYK; SCHWAN, 1989). A segunda forma consiste do uso de campo magnético, onde um bom acoplamento magnético transcutâneo, entre o implante e unidade externa de leitura, torna-se desejável. Infelizmente, o implante possui uma bobina e

que é fracamente acoplada à bobina de excitação da unidade de leitura, o que dificulta a transmissão de energia e/ou informações (PUERS; SCHUYLENBERG, 1995; CROMWELL; WEIBELL; PFEIFFER, 1980; PICHORIM; ABATTI, 2008).

Os avanços tecnológicos da microeletrônica possibilitaram o desenvolvimento de unidades implantáveis com tamanhos reduzidos, empregando microprocessadores, bobina e sensores construídos no próprio semicondutor. Estes dispositivos possuem sensores que permitem adquirir parâmetros biológicos, como temperatura e pressão intracorpóreas. Os sinais obtidos são processados localmente e os dados resultantes transmitidos para uma unidade de leitura. O implante ou unidade implantável é alimentada pela unidade de leitura através de um enlace indutivo formado pela bobina do implante e a bobina da unidade de leitura, as quais são acopladas magneticamente. Este mesmo enlace permite, também, a comunicação de dados. Apesar da complexidade encontrada nos implantes atuais, circuitos passivos foram propostos para compor a unidade implantável, apresentando um custo de implementação reduzido e grande simplicidade. Estes implantes passivos geralmente possuem um transdutor e componentes passivos, como capacitor, indutor, cristal de quartzo, etc.

Uma unidade implantável, não ressonante, com apenas dois componentes passivos foi sugerida por Hara (2003) para medir transdutores resistivos. Nesta aplicação, a unidade de leitura possui três componentes passivos, sendo que um deles compreende uma bobina que é acoplada magneticamente à bobina do implante. A técnica de medição desenvolvida envolve a determinação da fase da impedância de entrada da unidade de leitura, sendo função da resistência do transdutor. Mais tarde, Bertotti e Abatti (2006a) usaram esta mesma técnica e sistema para medição da temperatura intracorpórea localizada, empregando-se um transdutor resistivo do tipo NTC (*Negative Temperature Coefficient*). Oliveira (2007) apresenta um método para medição de temperatura e força através de uma unidade implantável formada por um circuito RLC. A temperatura é medida por um NTC, cuja variação em seu valor provoca uma alteração no fator de qualidade no circuito do implante. A força é obtida indiretamente a partir do valor do indutor, o qual determina a frequência de leitura. Observa-se que as variáveis temperatura e força, através dos respectivos transdutores, modulam os parâmetros fator de qualidade e frequência de ressonância do circuito RLC. Observa-se que, em geral, a obtenção do parâmetro monitorado pelos implantes passivos envolve uma técnica de medição de algum parâmetro do circuito da unidade de leitura, tais como amplitude, frequência de ressonância, fase, entre outros.

1.3 BIOIMPEDÂNCIA

Historicamente, um dos primeiros experimentos envolvendo a bioimpedância foi realizado por Gildemeister, em 1912, que analisou a resistência da pele de rãs, evidenciando um comportamento capacitivo da resposta obtida. Mais tarde, em 1921, Philippson efetuou a medição da impedância de células sanguíneas, músculos esqueléticos e fígado de suínos, e tubérculos de batatas em uma faixa de frequências indo de 500 Hz a 3 MHz. Em seu estudo, Philippson constatou um decréscimo da impedância com a frequência, exibindo limites bem definidos para as baixas e altas frequências (MCADAMS; JOSSINET, 1995).

Estudos visando caracterizar materiais biológicos foram feitos por Hugo Fricke, na década de 1920 (FOSTER, 2002). Os resultados obtidos levaram ao primeiro modelo da relaxação dielétrica em uma suspensão de células e ao primeiro valor confiável da capacitância das membranas celulares, na ordem $0,81 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ (PETHIG; KELL, 1987; FOSTER, 2002). Em 1926, Fricke e Stern Morse constataram que a permissividade de tecidos da mama, na frequência de 20 kHz, era maior em tecidos com tumor não-maligno que em tecidos normais, sugerindo esta análise para avaliar a existência de tumores. No começo da década de 1940, os irmãos Kenneth e Robert Cole propuseram uma teoria, que hoje é universalmente aceita, descrevendo o processo de relaxação de um dielétrico caracterizado por uma distribuição de constantes de relaxação (FOSTER, 2002).

Atualmente, a técnica da bioimpedância é uma ferramenta importante na avaliação de fenômenos e eventos biológicos de diversas naturezas (GEDDES; BAKER, 1989). As aplicações da bioimpedância se fazem, principalmente, nas áreas clínicas, laboratoriais e na medicina do esporte. No meio clínico pode-se citar: (1) a pletismografia baseada na medição da impedância elétrica que é uma técnica usada na avaliação do fluxo sanguíneo em artérias, variações no volume pulmonar, cardíaco, em artérias periféricas e veias (WANG *et al.*, 2008, BRONZINO, 2000); (2) a tomografia de impedância elétrica (EIT – *Electrical Impedance Tomography*) que pode ser empregada para obter imagens dos pulmões de recém-nascidos (TAKTAK, 1996); (3) a miografia por impedância elétrica ou EIM (*Electrical Impedance Miography*) é mais uma técnica não-invasiva que possibilita avaliar músculos esqueléticos individualmente, visando diagnosticar doenças neuromusculares (AHAD; RUTKOVE, 2009). Outras aplicações clínicas da bioimpedância incluem a detecção de câncer de mama, da bexiga, a avaliação de dentes com cáries, do volume da bexiga, da condição de isquemia, a

rejeição de órgãos transplantados, caracterizar tecidos biológicos etc. (MATSUMOTO, 1981; ZUO; GUO, 2002; KYLE *et al.*, 2004; GERSING, 1998; MIN *et al.*, 2007; RIGAUD, 1994).

Em aplicações laboratoriais, as propriedades de uma suspensão líquida, contendo células ou bactérias, bem como de uma célula apenas, podem ser avaliadas através da medição da bioimpedância (analisadores hematológicos) (CHEUNGA, 2006). Na fronteira entre a medicina e o esporte, a técnica da Impedância Bioelétrica ou BIA (*Bioelectrical Impedance Analysis*), que consiste de um método não-invasivo para análise de compartimentos corporais, permite estimar a composição corporal, incluindo parâmetros como o conteúdo total de água do corpo (TBW – *Total Body Water*), massa livre de gordura (FFM – *Fat Free Mass*), entre outros (KYLE *et al.*, 2004). Atualmente, existem dispositivos portáteis que fazem uso da técnica da bioimpedância para estimar a composição corporal e determinar taxa de batimento cardíaco e a taxa respiratória (*holters* portáteis) (KHAKED *et al.*, 1995; GRIMNES; MARTINSEN, 2008).

As aplicações da técnica da bioimpedância não se restringem apenas à área biomédica. A aquisição da bioimpedância é importante na análise das propriedades de plantas vivas ou mortas (determinação da qualidade de madeiras), no monitoramento do processo de fermentação na indústria de cervejas, na obtenção e análise de parâmetros de combustíveis, de produtos alimentícios, como do leite, do café e, principalmente, na avaliação da qualidade da carne animal (GRIMNES; MARTINSEN, 2008).

1.3.1 Bioimpedância aplicada na avaliação da qualidade de carnes

A carne animal para consumo humano, seja bovina, suína ou de frango, apresenta grande variação em suas propriedades. A determinação destas propriedades é importante na avaliação de sua qualidade, influenciando diretamente a demanda de consumo e do respectivo preço de mercado. Diversas características influenciam a compra de uma peça de carne, tais como a aparência (cor da carne), quantidade e distribuição da gordura, firmeza, maciez, suculência, entre outros atributos. A decisão de voltar a comprar no mesmo estabelecimento ou o mesmo tipo de carne depende de suas expectativas anteriores terem sido satisfeitas (FELÍCIO, 1998; FELÍCIO, 1999). Portanto, os segmentos de produção de carnes buscam formas de prover produtos que não somente satisfaçam as expectativas dos consumidores, mas as superem. Isto faz com que métodos e tecnologias específicas sejam utilizadas para avaliar a qualidade destes produtos.

Dentre os diversos atributos da qualidade de carnes, a maciez é o mais importante para o consumidor (LEPETIT *et al.*, 2002). A maioria dos métodos existentes para avaliar a maciez são destrutivos como, por exemplo, a medição da força de cisalhamento da estrutura muscular da carne (BYRNE *et al.*, 2000; ROÇA, 2000). Portanto, há uma grande demanda por transdutores não-destrutivos para a avaliação da qualidade de carnes (LEPETIT *et al.*, 2002; BYRNE *et al.*, 2000). Neste contexto, a aquisição da bioimpedância, através de eletrodos, surge como uma técnica para satisfazer tais necessidades. O uso de eletrodos para avaliação da qualidade de carnes data dos anos 1930, onde Callow estudou suas propriedades elétricas (DAMEZ *et al.*, 2008a). Desde então, a bioimpedância tem sido correlacionada não somente com a maciez, mas com outros parâmetros relacionados à quantidade de gordura. Em particular, as técnicas de bioimpedância têm sido usadas para avaliar o processo de maturação de carnes (BYRNE *et al.*, 2000; LEPETIT *et al.*, 2002; PLIQUETT *et al.*, 2003; DAMEZ *et al.*, 2007).

1.4 OBJETIVOS DESTE TRABALHO

1.4.1 Objetivos Gerais

O presente trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema de medição biotelemétrico para a aquisição da impedância de tecidos biológicos *post mortem* (carne) e demonstrar sua viabilidade na avaliação do processo de maturação de carnes.

1.4.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos compreendem:

- Desenvolver um sistema de biotelemetria passiva, não-ressonante, composto por uma unidade de leitura acoplada magneticamente a uma unidade sensora, que permita a obtenção da parte real e imaginária de uma impedância biológica;
- Desenvolver uma técnica e um sistema de medição de fase para uma impedância;

- Desenvolver um equipamento para a medição do módulo e da fase da impedância de entrada do sistema de biotelemetria;
- Realizar experimentos com amostras de carne embaladas a vácuo a fim de demonstrar a viabilidade do uso do sistema de biotelemetria na obtenção do parâmetro P_y e da taxa de anisotropia durante o período de maturação.

1.5 SINOPSE E ESTRUTURA DA TESE

Este trabalho está dividido em sete capítulos, incluindo este. No Capítulo 2, são apresentados os fundamentos teóricos da técnica da bioimpedância e suas particularidades. Neste contexto, é feita uma abordagem detalhada a respeito das propriedades elétricas de tecidos biológicos, dos modelos elétricos para células e tecidos, assim como as aplicações desta técnica em seres humanos, mais especificamente na aquisição da bioimpedância intracorpórea localizada, e em músculos esqueléticos *post mortem* de animais (carne), visando avaliar qualitativamente o processo de maturação de carnes.

No Capítulo 3, é apresentada uma investigação, com base na literatura, a respeito da viabilidade do uso do sistema de biotelemetria na aquisição prática da bioimpedância. Devido às incertezas quanto às características elétricas do objeto de medição, realizou-se um experimento preliminar com amostras de carne. Em função da resposta obtida neste experimento, alguns refinamentos foram efetuados no circuito elétrico equivalente que expressa a bioimpedância, tornando a resposta teórica mais próxima daquela obtida na prática.

O método e o sistema de biotelemetria para a medição da bioimpedância são apresentados e discutidos no Capítulo 4. A modelagem do sistema resultou em equações que permitem obter a parte real e imaginária da bioimpedância, através de medições das componentes da impedância de entrada do sistema. As características e limitações do sistema são abordadas e comentadas. Com base em uma aplicação prática, um sistema de biotelemetria foi especificado e simulações teóricas realizadas com o intuito de avaliar a resposta do sistema. Um método desenvolvido para a medição da impedância de entrada do sistema de biotelemetria é mostrado no Capítulo 5. Algumas técnicas convencionais de medição de fase de uma impedância são examinadas. Em função dos requisitos de medição da impedância, chegou-se a uma nova e simples técnica de medição de fase de uma impedância.

O equacionamento matemático e o sistema de medição desenvolvido são, detalhadamente, apresentados. Além disso, um equipamento para tal finalidade foi proposto neste capítulo, permitindo a aquisição do módulo e da fase da impedância de entrada do sistema de biotelemetria.

No Capítulo 6, são apresentados os resultados de um experimento realizado para validar o uso do sistema de biotelemetria para a aquisição da bioimpedância. Basicamente, modelos passivos da bioimpedância foram construídos com base nos dados práticos obtidos nos experimentos mencionados no Capítulo 3. Desta forma, as medições com estes modelos resultaram em valores correspondentes à parte real e imaginária da bioimpedância que, com o uso de um sistema duplo de biotelemetria, operando em duas frequências de medição, possibilitou à obtenção do parâmetro P_y , que é usado para avaliar o grau de maturação de carnes. Por fim, as conclusões gerais deste trabalho e os trabalhos futuros são dispostos no Capítulo 7.

CAPÍTULO 2

MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA BIOLÓGICA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas as características elétricas de células e tecidos biológicos, conceitos gerais da bioimpedância, a importância desta grandeza e as técnicas de medição empregadas na sua determinação. Os métodos de aquisição da bioimpedância extracorpórea e intracorpórea em seres humanos serão abordados, com enfoque especial na medição localizada em tecidos e órgão internos ao corpo. Serão abordados também os fenômenos que ocorrem em tecido animal, a partir da transição do estado *in vivo* para *post mortem*, e a correlação com a bioimpedância. O objetivo desta última análise é usar a bioimpedância como meio para avaliar a qualidade da carne para consumo humano.

2.2 PROPRIEDADES ELÉTRICAS DOS TECIDOS BIOLÓGICOS

O tecido biológico é um material bastante heterogêneo, formado por um conglomerado de células, de diversos tamanhos e com funções diferentes, unidas e envolvidas por eletrólitos (GRIMNES; MARTINSEN, 2008). Muitas das características elétricas observadas em tecidos biológicos, ao serem submetidos a uma corrente elétrica, envolvem processos eletroquímicos que ocorrem no meio celular. Para melhor entender estes fenômenos, uma abordagem mais detalhada será apresentada.

2.2.1 Fenômenos de relaxação e dispersão

Ao aplicar uma corrente elétrica contínua em um conglomerado de células surgirá um campo elétrico que provocará a polarização das cargas distribuídas no meio. Este processo de polarização não ocorre instantaneamente e está associado a uma constante de tempo, denominada tempo de relaxação τ . Esta constante corresponde ao intervalo de tempo entre o início da movimentação das cargas, quando uma corrente elétrica é aplicada e mantida, até

atingir o equilíbrio no domínio do tempo. O tempo de relaxação de elétrons e de dipolos de pequenas moléculas fica na ordem de nanossegundos, enquanto que a polarização interfacial¹ pode levar alguns segundos (MARTINSEN; GRIMNES; SCHWAN, 2002). Este tipo de polarização está relacionado a materiais heterogêneos e envolve os efeitos de Maxwell-Wagner e a teoria de polarização por contra-íons² (GRIMNES; MARTINSEN, 2008).

De forma breve e concisa, o efeito Maxwell-Wagner é baseado na distribuição de cargas entre dois dielétricos distintos. Supondo que duas placas metálicas paralelas sejam separadas por estes dielétricos, conforme mostra a Figura 1(a), ao aplicar uma diferença de potencial entre as placas, haverá uma movimentação de cargas, assumindo que os dielétricos d_1 e d_2 apresentarem alguma condutividade elétrica, levando à polarização da interface entre eles. De forma elementar, isto corresponde a duas membranas celulares, dispostas uma do lado da outra e colocadas entre dois eletrodos do tipo placa. As membranas não são dielétricos perfeitos, apresentando perdas (condutividade), fazendo com que a interface entre estas membranas seja polarizada (GRIMNES; MARTINSEN, 2008).

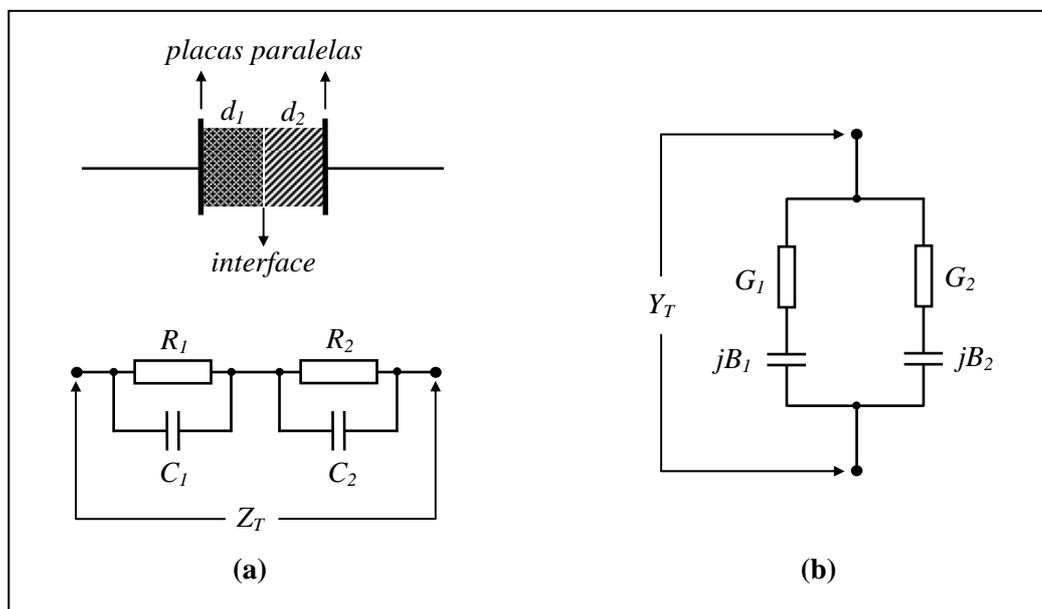


Figura 1 - Configuração do modelo de Maxwell-Wagner e os circuitos equivalentes. (a) Dielétricos d_1 e d_2 em série e o respectivo circuito equivalente. (b) circuito equivalente expresso em termos de condutâncias e susceptâncias.

Fonte: Adaptado de Grimnes e Martinsen (2008).

¹ Exemplo: membrana celular.

² Cátion ou ânion responsável por manter a neutralidade da solução iônica.

No modelo da Figura 1 (a), a movimentação de cargas na interface é representada pelas resistências R_1 e R_2 . A impedância equivalente, assim como a tensão entre d_1 e d_2 , será determinada pelas resistências em baixa frequência e pelas capacitâncias em alta frequência (GRIMNES; MARTINSEN, 2008). O modelo de Maxwell-Wagner pode ser representado através de dois circuitos equivalentes. O primeiro deles (Figura 1(a)) relaciona os dielétricos em termos de resistências (R_1 e R_2) e capacitâncias (C_1 e C_2), podendo ser equacionado na forma de uma impedância equivalente Z_T . O segundo circuito (Figura 1(b)) é o resultado da conversão do primeiro em um circuito com condutâncias (G_1 e G_2) e susceptâncias (B_1 e B_2), permitindo representá-lo por meio da admitância equivalente Y_T . A análise do modelo vai depender do circuito escolhido. Em virtude da maior facilidade de se obter a parte real Y' e imaginária Y'' de Y_T , optou-se pelo segundo circuito. Conforme a dedução apresentada no Apêndice A, estas componentes podem ser expressas como:

$$Y' = \frac{(G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2)(G_1 + G_2) + \omega^2 (C_1 + C_2)(C_1 G_2 + C_2 G_1)}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2 (C_1 + C_2)^2} \quad (1)$$

e

$$Y'' = \frac{\omega[(C_1 G_2 + C_2 G_1)(G_1 + G_2) - (G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2)(C_1 + C_2)]}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2 (C_1 + C_2)^2}, \quad (2)$$

respectivamente.

Determinando o valor destas equações para a frequência tendendo a zero ($\omega \rightarrow 0$), obtém-se:

$$Y'_{\omega \rightarrow 0} = \frac{G_1 G_2}{(G_1 + G_2)} \quad (3)$$

e

$$Y''_{\omega \rightarrow 0} = 0, \quad (4)$$

respectivamente.

Quando a frequência tende ao infinito ($\omega \rightarrow \infty$), (1) e (2) ficam sendo:

$$Y'_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{(C_1 + C_2)(C_1 G_2 + C_2 G_1) - (C_1 C_2)(G_1 + G_2)}{(C_1 + C_2)^2} \quad (5)$$

e

$$Y'' = \frac{\omega.C_1C_2}{(C_1 + C_2)}, \quad (6)$$

respectivamente.

A capacitância vista nos terminais do circuito da Figura 1 (b) C_{ext} para ω tendendo a zero é obtida a partir de (2):

$$Y'' = \omega.C_{ext} = \frac{\omega[(G_1 + G_2)(C_1G_2 + C_2G_1) - (C_1 + C_2)(G_1G_2 - \omega^2C_1C_2)]}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2(C_1 + C_2)^2}. \quad (7)$$

Realizando as simplificações em (7), chega-se a:

$$C_{ext} = \frac{(G_1 + G_2)(C_1G_2 + C_2G_1) - G_1G_2(C_1 + C_2)}{(G_1 + G_2)^2}. \quad (8)$$

Convertendo-se as condutâncias G_1 e G_2 em resistências R_1 e R_2 e efetuando-se algumas manipulações matemáticas, (8) pode ser escrita como:

$$C_{ext} = \frac{R_1(R_1C_1) + R_2(R_2C_2)}{(R_1 + R_2)^2}. \quad (9)$$

Fazendo R_1C_1 igual a τ_1 e R_2C_2 igual a τ_2 , a equação (8) pode ser escrita como:

$$C_{ext} = \frac{\tau_1R_1 + \tau_2R_2}{(R_1 + R_2)^2}. \quad (10)$$

Portanto, τ_1 e τ_2 representam duas constantes de relaxação distintas para o modelo mostrado na Figura 1 (a). Se houvesse apenas uma placa isolante haveria somente uma constante de relaxação. Pensando a nível celular, pode-se imaginar a membrana celular como um isolante (com perdas) envolvido por duas placas (soluções intra e extracelular). A capacitância equivalente C_{ext} para ω tendendo a infinito será:

$$Y'' = \omega.C_{ext} = \frac{\omega.C_1C_2}{(C_1 + C_2)} \quad \therefore \quad C_{ext} = \frac{C_1C_2}{(C_1 + C_2)}. \quad (11)$$

Partículas ou células em um meio aquoso se apresentam como um isolante que forma uma interface permeável a líquidos (GRIMNES; MARTINSEN, 2008). De modo geral, uma superfície carregada irá atrair íons de carga oposta, ou contra-íons, formando um conjunto denominado camada elétrica dupla ou camada dupla. Na área da química, este tipo de camada é comumente associado à interface iônica formada entre eletrodo-eletrólito. Para o princípio

da neutralidade elétrica ser mantido, a carga de um lado da interface deve ser balanceada pela carga do outro lado da interface. Em tecidos biológicos, a membrana celular se comporta como uma interface eletrodo-eletrólito e os pequenos espaços extracelulares são equivalentes aos poros do eletrólito (camada formada pelo eletrólito junto ao eletrodo) (IVORRA *et al.*, 2005). Este efeito provocado pelos contra-íons torna-se um aditivo ao efeito de Maxwell-Wagner. Diversos modelos e teorias foram propostos para cada tipo de partícula e situação (GRIMNES; MARTINSEN, 2008). Em virtude da variedade e complexidade dos conceitos envolvidos, este trabalho se restringe ao efeito de Maxwell-Wagner, que é suficiente para explicar as diferentes constantes de relaxação existentes nos tecidos biológicos.

Enquanto o fenômeno da relaxação ocorre no domínio do tempo, a dispersão dielétrica é correspondente à relaxação, porém vista no domínio da frequência. A dispersão dielétrica costuma ser expressa em termos da permissividade elétrica complexa no domínio da frequência. No caso de uma única dispersão e, conseqüentemente, havendo uma única constante de relaxação, a permissividade terá um nível em baixas frequências e um segundo nível menor em altas frequências. Na zona de transição entre estes níveis haverá um ponto central que corresponde à chamada frequência característica f_c do material biológico (GRIMNES; MARTINSEN, 2008).

Foi observado que a permissividade elétrica de tecidos biológicos exibe quatro transições distintas, denominadas α' , β , δ e γ , ao longo de uma ampla faixa de frequências, conforme mostra a Figura 2 (MARTINSEN; GRIMNES; SCHWAN, 2002). Cada uma destas transições está associada a uma dispersão, com mesma denominação. A dispersão α' em baixas frequências é provocada, principalmente, pela atmosfera de contra-íons ao redor da superfície de partículas carregadas. Outros efeitos também contribuem, porém pouco, para a dispersão α' , como a relaxação da membrana celular provocada pelo retículo sarcoplasmático³, relaxação de contra-íons e junções comunicantes⁴. Situada na faixa de rádio-frequência (RF), a dispersão β está associada ao efeito de polarização interfacial de Maxwell-Wagner que ocorre nas membranas celulares. A polarização de proteínas e organelas celulares, como a mitocôndria, também contribui para este tipo de dispersão, porém com pequena magnitude. Já a dispersão δ , raramente mencionada na literatura, é menos acentuada com relação às demais, sendo provocada, basicamente, pelas moléculas de água ligadas à proteínas. A dispersão γ , que é observada em frequências na faixa de microondas, tem sua

³ É o retículo endoplasmático das células musculares.

⁴ As junções comunicantes são compostas por pequenos canais de matrizes que permitem que pequenas moléculas passem de uma célula para outra.

origem na grande quantidade de água presente nos tecidos. Diversas outras proteínas e macromoléculas produzem efeitos de pequena magnitude no espectro da dispersão α' até a dispersão γ (FOSTER, 2000; PETHIG; KELL, 1987; MARTINSEN; GRIMNES; SCHWAN, 2002; MIKLAVČIČ; PAVŠELJ; HART, 2006; DEAN *et al.*, 2008).

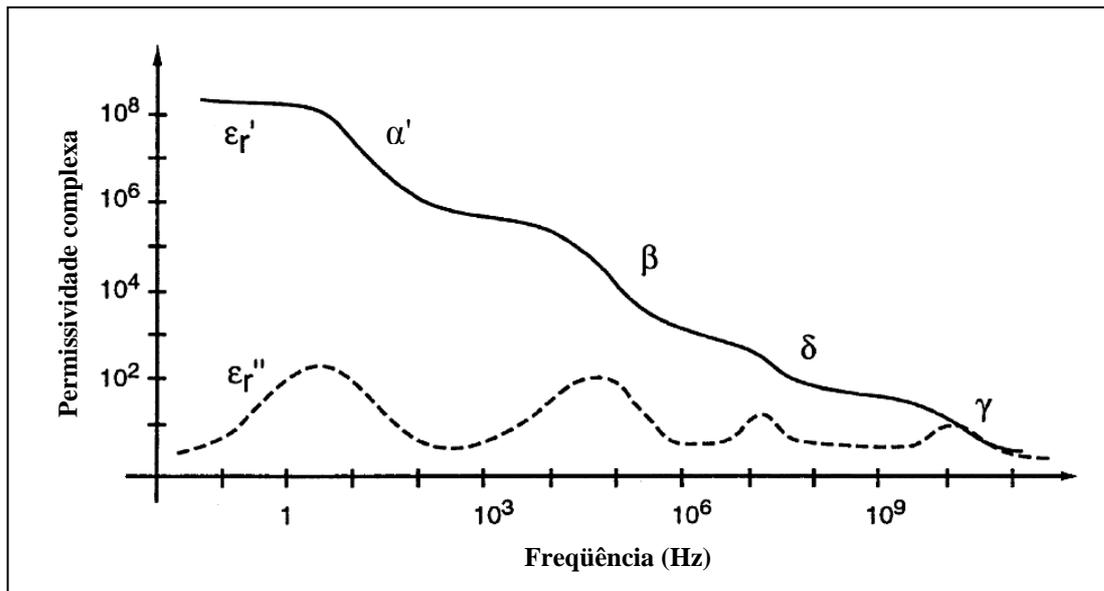


Figura 2 - Permissividade elétrica complexa relativa típica de tecidos biológicos em função da frequência. ϵ_r' e ϵ_r'' correspondem à parte real e imaginária da permissividade relativa, respectivamente.

Fonte: Martinsen, Grimnes e Schwan (2002).

É importante notar que cada dispersão está associada a uma constante de relaxação diferente. Como os tecidos biológicos são essencialmente heterogêneos, as influências dos diversos efeitos existentes variam de tecido para tecido. Portanto, a permissividade complexa ao longo da frequência de cada tecido é diferente e caracteriza-o, como se fosse uma impressão digital. Dentre as dispersões citadas, a β é mais relevante para os propósitos deste trabalho, pois reflete a influência das membranas celulares e fibras musculares. De acordo com a Figura 2, a faixa de frequências onde ocorre a dispersão β parte de, aproximadamente, 1 kHz e vai até cerca de 1 MHz. Na maioria das aplicações da bioimpedância, as frequências de aquisição utilizadas ficam limitadas a esta faixa. A Figura 3 apresenta a permissividade relativa ϵ_r e a condutividade σ , relacionando-as com as dispersões α' , β e γ e com a

freqüência. É importante notar que a condutividade aumenta significativamente a partir da faixa de freqüência do início da dispersão β até a γ .

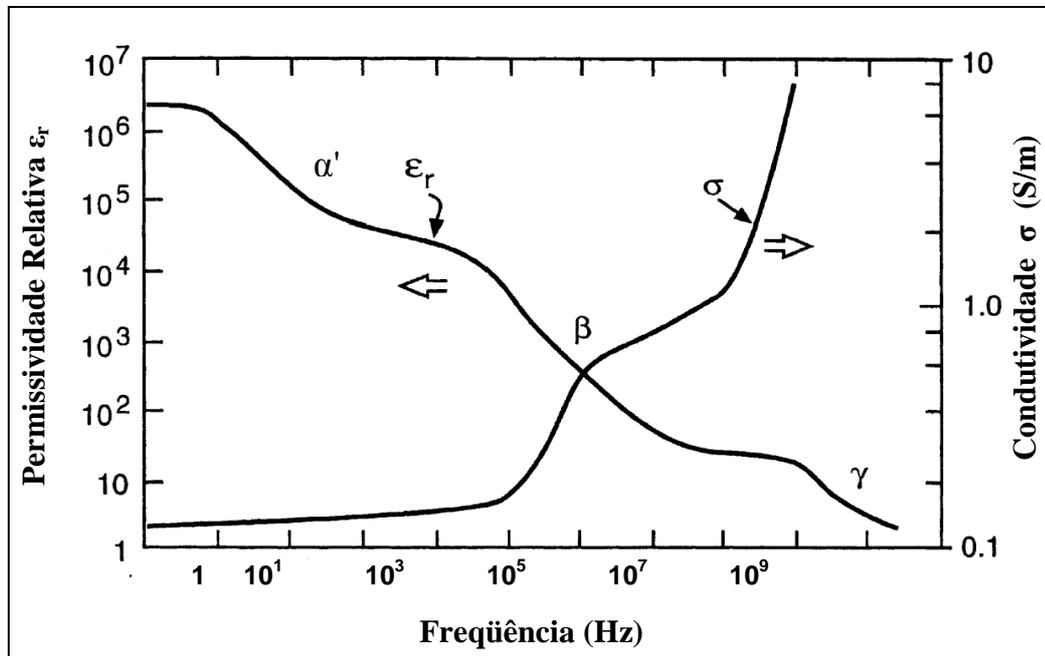


Figura 3 - Permissividade elétrica relativa ϵ_r e condutividade específica σ típica de tecidos biológicos em função da freqüência. A dispersão δ não é observada nesta ilustração.

Fonte: Milklačić, Pavšelj e Hart (2006).

Outra particularidade na medição da bioimpedância, principalmente em tecidos onde há fibras musculares, é a direção na qual esta é adquirida. De acordo com a Figura 4, a diferença na condutividade σ em baixas freqüências se mostra expressiva quando os eletrodos são colocados nas direções longitudinais e transversais às fibras musculares, como mostra a Figura 5. Na direção longitudinal, a condutância é menos dependente da freqüência, indicando que é dominada por caminhos diretos de corrente em poucas membranas. As variações na condutância se tornam significativas na direção transversal, mais especificamente na faixa de freqüências correspondente a dispersão β , onde predominam os efeitos de relaxação de Maxwell-Wagner. Vários estudos foram realizados a fim de verificar mudanças na condutância de músculos e tecidos *post mortem*, como na avaliação de qualidade de carnes (MARTINSEN; GRIMNES; SCHWAN, 2002).

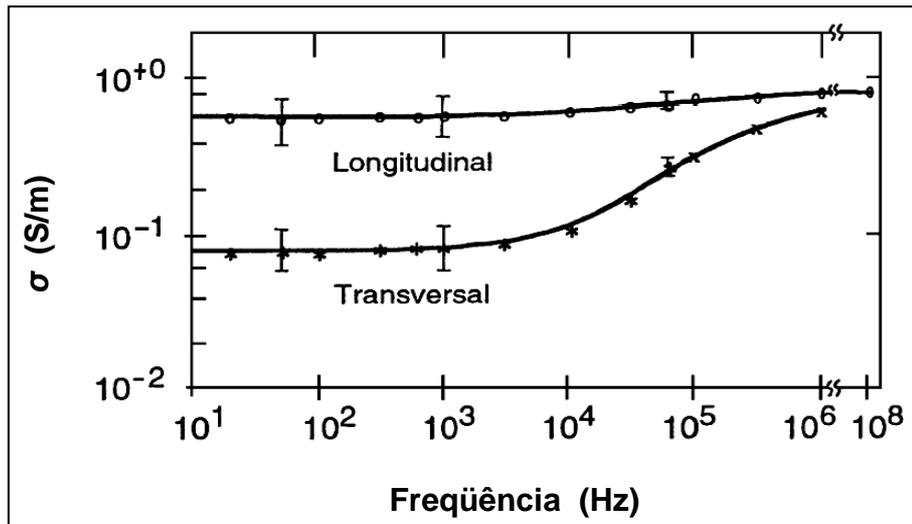


Figura 4 - Condutividade σ típica de um tecido anisotrópico, referente a uma amostra do músculo esquelético extraído de um cão.

Fonte: Martinsen, Grimnes e Schwan (2002).

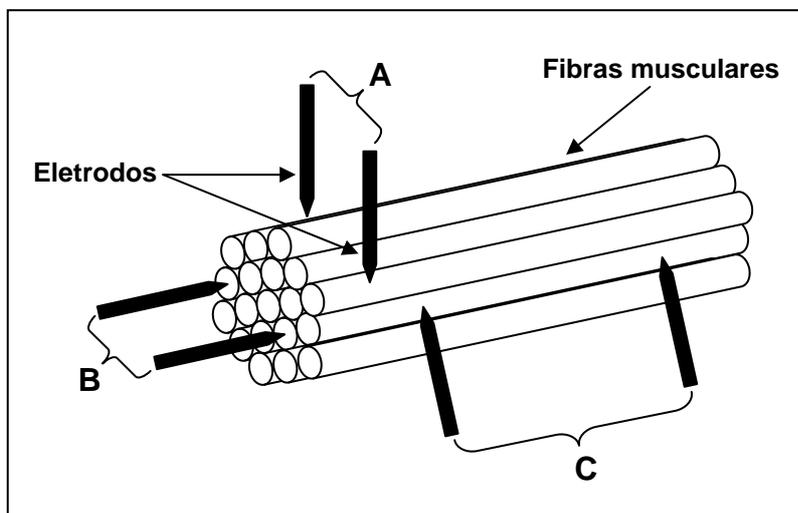


Figura 5 - Configuração dos eletrodos com relação às fibras musculares. A: eletrodos transversais às miofibras e perpendiculares ao eixo longitudinal destas. B: eletrodos transversais às miofibras e paralelos ao eixo longitudinal destas. C: eletrodos longitudinais às miofibras e perpendiculares ao eixo longitudinal destas.

Fonte: Swatland (1980), Lepetit *et al.* (2002).

2.3 MODELOS ELÉTRICOS DA IMPEDÂNCIA DE CÉLULAS E TECIDOS BIOLÓGICOS

Modelos elétricos, compreendendo componentes lineares e não lineares, são usados atualmente para representar, de forma equivalente, diversos fenômenos e eventos físicos, químicos e biológicos. Nas sessões seguintes, os modelos de Fricke e Cole-Cole serão apresentados e comentados de forma simplificada.

2.3.1 Modelo de Fricke

O primeiro modelo teórico a assimilar os elementos constituintes de um tecido (células, líquidos, membranas, fluidos intracelulares e extracelulares) com componentes passivos foi proposto por Fricke, em 1925, cujo modelo levou seu nome. Conforme pode ser visto na Figura 6, este modelo considera a resistência do fluido extracelular R_e , intracelular R_i e a capacitância da membrana celular C_m (DAMEZ *et al.*, 2007; IVORRA *et al.*, 2005; CHAOSHI *et al.*, 1998).

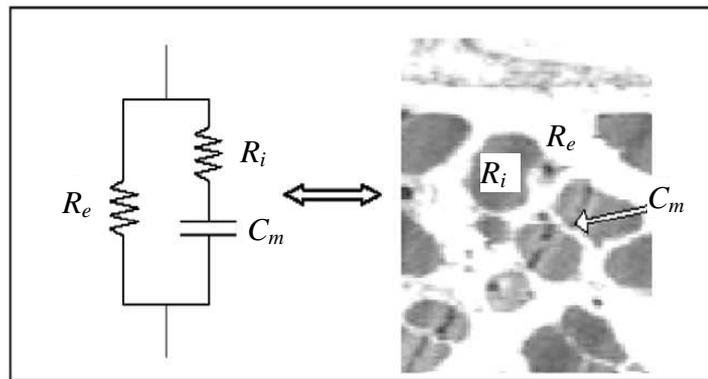


Figura 6 - Circuito equivalente para tecidos biológicos, onde R_e é a resistência do meio extracelular, R_i é a resistência intracelular e C_m é a capacitância da membrana celular equivalente.

Fonte: Damez *et al.* (2007).

Observa-se que o circuito do modelo apresenta uma única constante de tempo τ_i ($R_i C_m$) e, portanto, apenas uma dispersão. Resolvendo o circuito equivalente mostrado na Figura 6, a bioimpedância Z_i pode ser expressa pela seguinte equação (ver dedução no Apêndice B):

$$Z_i = \frac{(\omega C_m)^2 \cdot (R_e + R_i) \cdot R_e \cdot R_i + R_e}{(\omega C_m)^2 \cdot (R_e + R_i)^2 + 1} - j \frac{R_e^2 (\omega C_m)^2}{(\omega C_m)^2 \cdot (R_e + R_i)^2 + 1}. \quad (12)$$

Apesar de ser elementar, o modelo de Fricke é bastante utilizado por sua simplicidade e por representar qualitativamente a bioimpedância na maior parte da região de frequências da dispersão β . Este modelo descreve adequadamente meios biológicos a nível microscópico, como um conjunto homogêneo de células, porém não representa com exatidão a bioimpedância obtida em experimentos práticos com células em suspensão e tecidos biológicos (IVORRA *et al.*, 2005).

2.3.2 Modelo de Cole-Cole

Sabe-se que os tecidos biológicos são formados por células e estruturas complexas, revelando duas ou mais dispersões ao longo do espectro de frequências. Também é importante ressaltar que há sobreposição entre as regiões adjacentes às dispersões e que existem vários outros efeitos de pequena magnitude que se misturam, dificultando a caracterização exata através de um determinado modelo. Outro aspecto relevante é que a componente capacitiva exibida pela bioimpedância de tecidos é dependente da frequência (IVORRA *et al.*, 2005). Portanto, um capacitor ideal não pode ser utilizado no modelo. Basicamente, são estas particularidades que tornam o modelo de Fricke limitado.

O modelo de Cole-Cole é uma evolução do modelo de Fricke, pois prevê a existência de uma ou mais constantes de relaxação e substitui o capacitor do modelo de Fricke por um novo componente, denominado Elemento de Fase Constante (CPE - *Constant Phase Element*), cuja componente capacitiva é função da frequência. Além de ser a peça fundamental no modelo de Cole, o CPE é empregado também em outras áreas da ciência, como na espectroscopia de impedância eletroquímica para descrever fenômenos eletroquímicos como, por exemplo, efeitos eletrodo-eletrólito (CARVALHO; ANDRADE; BUENO, 2006; ABOUZARI *et al.*, 2009; MCADAMS; JOSSINET, 1995).

A impedância do CPE, chamada Z_{CPE} , pode ser expressa através da seguinte equação (MCADAMS; JOSSINET, 1996; MIKLAVČIČ; PAVŠELJ; HART, F. X., 2006):

$$Z_{CPE} = \frac{\Delta R}{(j.\omega.\tau)^\alpha}, \quad (13)$$

onde ω é a frequência angular, τ é uma constante de tempo, α é uma constante que determina a fase de Z_{CPE} e ΔR é igual a:

$$\Delta R = R_0 - R_\infty, \quad (14)$$

onde R_0 e R_∞ compreendem a parte resistiva de Z_{CPE} quando ω tende a zero e ao infinito, respectivamente. A constante de tempo τ pode ser expressa como:

$$\tau = \Delta R.C = (R_0 - R_\infty).C, \quad (15)$$

sendo C uma capacitância genérica. O valor de α pode variar de 0 a 1, fazendo com que a fase de Z_{CPE} varie de 0 a 90°, respectivamente. A nomenclatura α usada foi seguida devido a seu uso generalizado na literatura. No entanto, é importante notar que a variável α e a dispersão α' têm significados distintos e devem ser tratados de forma independente. A fase constante do CPE fica mais evidente quando (13) sofre as seguintes transformações:

$$Z_{CPE} = \frac{\Delta R}{(j.\omega.\tau)^\alpha} = \Delta R.j^{-\alpha}.\omega^{-\alpha}.\tau^{-\alpha}, \quad (16)$$

sabendo que:

$$j^{-\alpha} = \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) \quad (17)$$

então (16) fica sendo igual a:

$$Z_{CPE} = \frac{\Delta R}{(j.\omega.\tau)^\alpha} = \Delta R.\omega^{-\alpha}.\tau^{-\alpha} \left[\cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) \right]. \quad (18)$$

De acordo com (18), a fase de Z_{CPE} é determinada através da constante α , independente da frequência. Observa-se que a magnitude de Z_{CPE} será influenciada por ΔR , ω , τ e α . A equação (18) deixa claro que Z_{CPE} possui uma parte real e uma imaginária, sendo que esta última é intrinsecamente capacitiva, e que ambas são dependentes da frequência. Manipulando (18) é possível chegar a um circuito elétrico equivalente. Separando-se as partes real e imaginária, e fazendo:

$$R_{ZCPE} = \Delta R \cdot \omega^{-\alpha} \cdot \tau^{-\alpha} \cdot \cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right), \quad (19)$$

chega-se a:

$$Z_{CPE} = R_{ZCPE} - j \frac{1}{\omega \cdot \left(\frac{\omega^{\alpha-1} \cdot \tau^{\alpha}}{\Delta R \cdot \sin\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right)} \right)}, \quad (20)$$

ou ainda:

$$Z_{CPE} = R_{ZCPE} - j \frac{1}{\omega \cdot C_{ZCPE}}, \quad (21)$$

onde C_{ZCPE} é igual a:

$$C_{ZCPE} = \frac{\omega^{\alpha-1} \cdot \tau^{\alpha}}{\Delta R \cdot \sin\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right)}. \quad (22)$$

A equação (22) mostra que a capacitância C_{ZCPE} é dependente da frequência. De maneira análoga, a impedância Z_{CPE} pode ser determinada em função da admitância equivalente Y_{CPE} . Considere (18) escrita da seguinte forma:

$$Z_{CPE} = \frac{\Delta R}{(j \cdot \omega \cdot \tau)^{\alpha}} = \frac{1}{\frac{1}{\Delta R} \cdot \omega^{\alpha} \cdot \tau^{\alpha} \cdot \left[\cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) \right]} = \frac{1}{Y_{CPE}}. \quad (23)$$

Portanto, Y_{CPE} é igual a:

$$Y_{CPE} = \Delta G \cdot \omega^{\alpha} \cdot \tau^{\alpha} \cdot \left[\cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) \right], \quad (24)$$

ou igual a:

$$Y_{CPE} = \Delta G \cdot \omega^{\alpha} \cdot \tau^{\alpha} \cdot \cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) + j \Delta G \cdot \omega^{\alpha} \cdot \tau^{\alpha} \cdot \sin\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right). \quad (25)$$

Colocando (25) em função de elementos de circuitos, resultará em:

$$Y_{CPE} = G_{YCPE} + j\omega.C_{YCPE}, \quad (26)$$

onde:

$$G_{YCPE} = \Delta G.\omega^\alpha.\tau^\alpha.\cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) \quad (27)$$

e

$$C_{YCPE} = \Delta G.\omega^{\alpha-1}.\tau^\alpha.\sin\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right). \quad (28)$$

As representações de (21) e (26), na forma de um circuito elétrico, são apresentadas na Figura 7. Observe que, tanto Z_{CPE} como Y_{CPE} possuem dois elementos cujos valores são dependentes da frequência. Por este motivo, são utilizados símbolos diferentes para estes componentes. Note também que G_{YCPE} é diferente de $1/(R_{ZCPE})$, assim como C_{ZCPE} de C_{YCPE} .

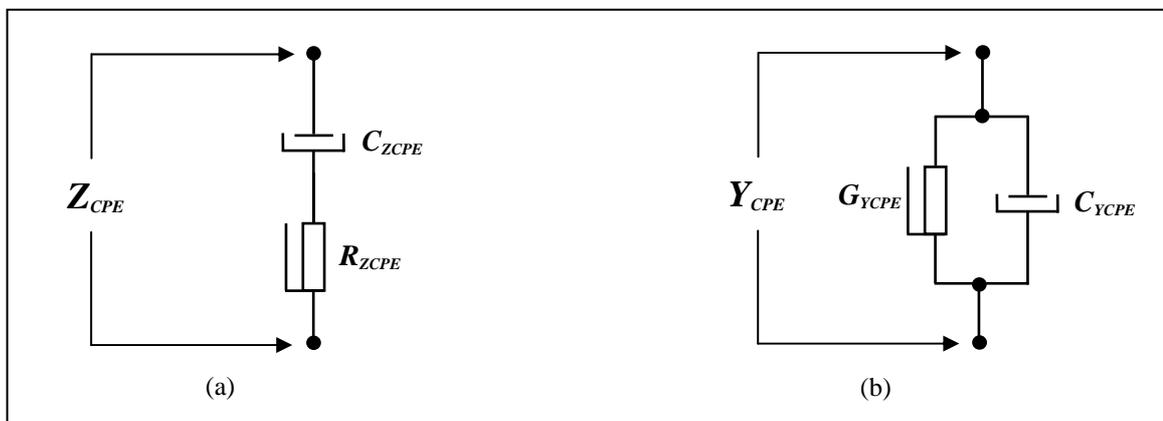


Figura 7 - Circuitos equivalentes para o CPE. (a) Circuito série representando a impedância Z_{CPE} do CPE; (b) Circuito paralelo representando a admitância Y_{CPE} do CPE.

Fonte: Adaptado de Grimnes e Martinsen (2008).

Sabendo que o CPE representa impedância de um determinado biomaterial em função da frequência, pode-se concluir que este elemento não pode ser construído com componentes passivos. Apesar disso, na prática, associações de componentes passivos são empregadas para formar CPEs com resposta aproximada à ideal para uma determinada faixa de frequências. Além disso, não há um significado físico bem definido que explique sua existência, tratando-

se de um “modelo matemático” para adequar a resposta teórica fornecida pelo modelo à resposta experimental (ABOUZARI *et al.*, 2009). Uma equação empírica foi proposta por Kenneth Cole, em 1940, para expressar a impedância de células em uma suspensão. Em 1941, os irmãos Cole (Cole-Cole) definiram a permissividade complexa e, conseqüentemente, a impedância do biomaterial. Usando o conceito do CPE, a expressão conhecida como equação de Cole-Cole é dada por (MCADAMS; JOSSINET, 1996; MARTINSEN; GRIMNES; SCHWAN, 2002; IVORRA *et al.*, 2005):

$$Z_i = R_\infty + \frac{\Delta R}{1 + (j.\omega.\tau)^\alpha} \quad (29)$$

No caso de n dispersões, a bioimpedância pode ser expressa a partir da expansão de (29), resultando em:

$$Z_i = R_\infty + \frac{\Delta R_1}{1 + (j.\omega.\tau_1)^{\alpha_1}} + \frac{\Delta R_2}{1 + (j.\omega.\tau_2)^{\alpha_2}} + \dots + \frac{\Delta R_n}{1 + (j.\omega.\tau_n)^{\alpha_n}} \quad (30)$$

É importante notar que a magnitude do CPE é proporcional a ΔR . A equação (29) não pode ser representada diretamente na forma de um circuito elétrico. Para isto, algumas manipulações em (29) são necessárias. Escrevendo (29) de forma equivalente:

$$Z_i = R_\infty + \frac{1}{\frac{1}{\Delta R} + \frac{1}{\Delta R} (j.\omega.\tau)^\alpha} \quad (31)$$

e fazendo:

$$\Delta G = \frac{1}{\Delta R} \quad (32)$$

chega-se a:

$$Z_i = R_\infty + \frac{1}{\Delta G + \Delta G(j.\omega.\tau)^\alpha} \quad (33)$$

Observa-se que em (33) a condutância ΔG e $\Delta G.(j.\omega.\tau)^\alpha$ podem ser representados como admitâncias em paralelo, conforme mostra o circuito da Figura 7(b). Portanto, agora é possível representar (29) através de um circuito elétrico, o qual é mostrado na Figura 8.

A representação de Z_i pode ser feita na forma de um gráfico, relacionando a parte real em um eixo e a imaginária no outro, conforme mostra a Figura 9. Neste gráfico, também conhecido como diagrama de Wessel, a impedância complexa Z_i , para todas as frequências, está distribuída em um arco, partindo de R_0 ($\omega \rightarrow 0$) até R_∞ ($\omega \rightarrow \infty$). O ponto de mínimo da parte imaginária de Z_i , onde $\omega_c \tau = 1$, determina a chamada frequência característica f_c do biomaterial, quando há apenas uma constante de relaxação τ .

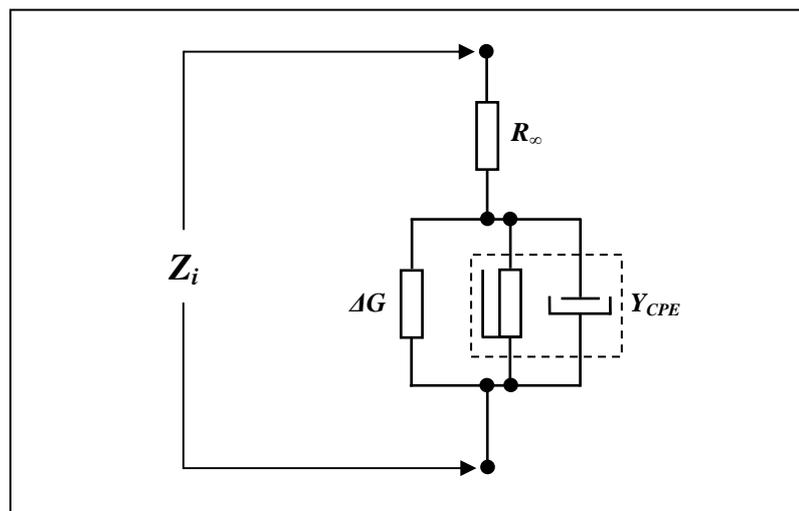


Figura 8 - Circuito equivalente do modelo de Cole-Cole, conforme (33).

Fonte: Adaptado de Grimnes e Martinsen (2008).

É importante observar que para $\alpha = 1$, o gráfico será um semi-círculo. Ao analisar (29) percebe-se que o CPE deixa de existir, passando a ser a soma de uma condutância com uma susceptância capacitiva (ver (15) e (33)). Em termos de circuito equivalente, a representação é semelhante à mostrada na Figura 6, ou seja, obedecendo o modelo de Fricke.

Na presença de n dispersões, Z_i será dado pela soma de n arcos. De acordo com (30), R_∞ define um ponto comum fixo no gráfico e, para cada dispersão, haverá um ΔR distinto, ou seja, cada dispersão tem um R_0 e um R_∞ diferente, conforme mostra a Figura 10.

Em experimentos práticos realizados, ao levantar a resposta espectral da impedância de tecidos biológicos, observa-se que o gráfico apresenta-se na forma de um arco rebaixado e não de um semi-círculo, como previa o modelo de Fricke. Este foi o principal motivo que levou ao surgimento do modelo Cole-Cole (IVORRA *et al.*, 2005; ABOUZARI *et al.*, 2009). Além disso, o modelo descreve os efeitos de múltiplas dispersões.

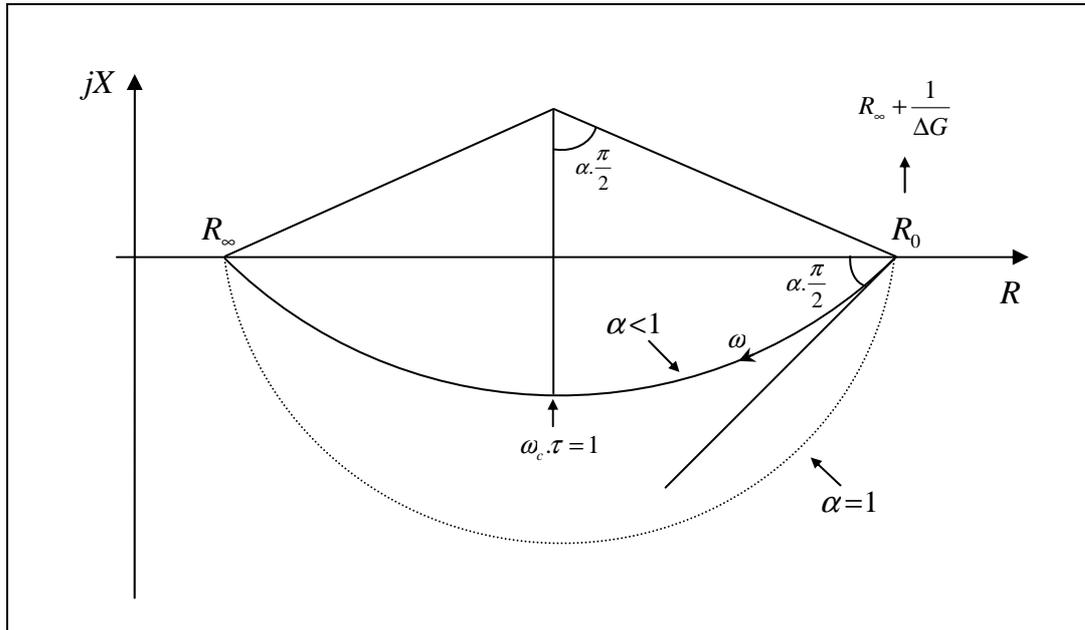


Figura 9 - Gráfico da impedância complexa Z_i . Quando $\alpha = 1$, a resposta de Z_i se apresenta na forma de um semi-círculo (pontilhado). Se $0 < \alpha < 1$, o semi-círculo passa a ser um arco rebaixado (linha cheia) cuja distância de seu topo e o eixo R dependerá de α . O ponto central do arco, onde $\omega_c \tau = 1$ e $Im(Z_i)$ é mínimo, define a frequência característica f_c do biomaterial.

Fonte: Adaptado de Grimnes e Martinsen (2008).

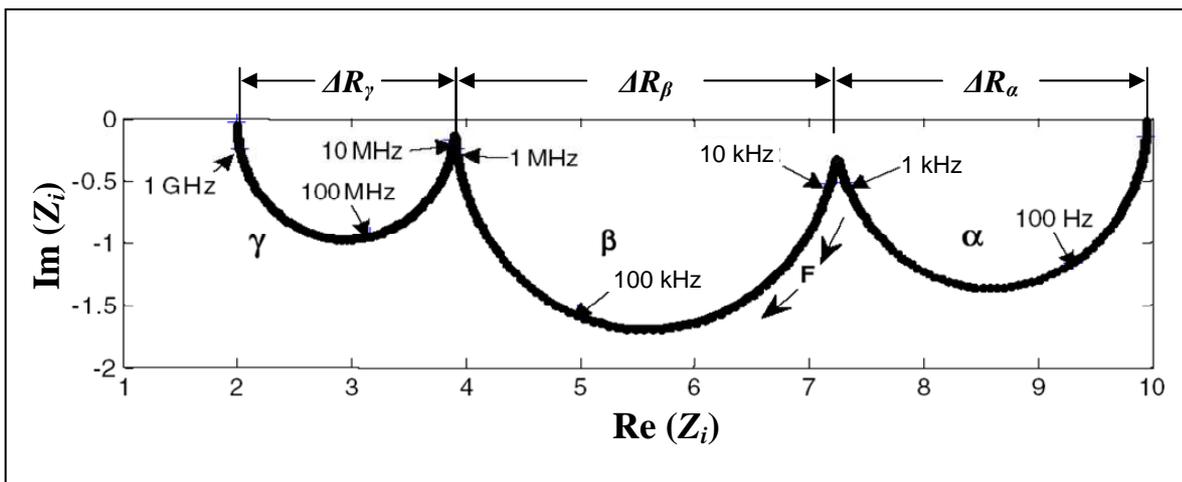


Figura 10 - Gráfico hipotético da impedância complexa Z_i representando as dispersões α , β e γ ao longo da frequência. Cada dispersão possui um arco associado, cada um com seu ΔR específico equivalente.

Fonte: adaptado de Damez *et al.* (2007).

2.3.3 O significado de α

No caso de tecidos vivos, Ivorra *et al.* (2005) afirmam que não há uma teoria que explique completamente a relação do parâmetro α com um determinado fenômeno bioquímico. Contudo, em experimentos realizados com tecidos de rins de ratos, Ivorra *et al.* (2005) levanta evidências de que o valor de α está relacionado com a morfologia dos espaços extracelulares, os quais dependem da morfologia das células. A justificativa para esta conclusão é baseada na análise comparativa da dependência da frequência que é observada em interfaces entre eletrodos e eletrólitos. Neste caso, diversos estudos convergem para o fato de que o valor de α depende da morfologia e das dimensões da superfície dos eletrodos. Se estas irregularidades forem comparadas a poros, a dependência do CPE com a frequência pode ser explicada intuitivamente. Conforme a frequência aumenta, a área do eletrodo, vista pela corrente a partir do eletrólito, e a capacitância provocada pelo efeito de camada dupla são reduzidas. Ao mesmo tempo, a própria corrente reduz sua penetração nos poros. Nos tecidos vivos, a membrana celular se comporta de maneira semelhante à camada dupla da interface eletrodo-eletrólito e os pequenos espaços extracelulares são similares aos poros do eletrólito.

2.4 A MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA EM SERES HUMANOS

A aquisição da bioimpedância em seres humanos é uma técnica bastante simples, pois requer somente o uso de eletrodos e de um sistema de medição adequado. O parâmetro ou evento fisiológico de interesse pode ser obtido indiretamente por meio da medição da impedância do órgão, tecido ou corpo biológico em questão. Para que os eventos fisiológicos reflitam em alterações da impedância do objeto de medição é necessário que ocorram mudanças em suas dimensões, propriedades dielétricas, condutividade ou no rearranjo de seus componentes (GEDDES; BAKER, 1989). Os resultados encontrados podem revelar variações no fluxo sanguíneo, na atividade cardíaca, na coagulação, na salivação, na contração urinária, no volume da bexiga, dos pulmões, dos rins, entre outros fenômenos (GRIMNES; MARTINSEN, 2006; GEDDES; BAKER, 1989). A bioimpedância pode ser obtida internamente ou externamente ao corpo sob análise. O que vai determinar a forma de medição é o tipo de fenômeno a ser avaliado e a sua localização.

2.4.1 Bioimpedância extracorpórea

Uma das inúmeras vantagens da técnica da bioimpedância é que as medições podem ser realizadas de forma não-invasiva, sendo que em muitas aplicações os eletrodos são dispostos sobre a pele do paciente sem a necessidade de efetuar qualquer perfuração ou lesão. Ao contrário da maioria dos transdutores, os eletrodos são pouco afetados pela temperatura e pressão atmosférica nas quais estão submetidos. Além disso, o uso de eletrodos com dimensões reduzidas (poucos milímetros quadrados) oferece poucos inconvenientes ao paciente e não modificam o evento biológico sob avaliação.

A localização dos eletrodos, em regiões ou pontos específicos no corpo do indivíduo, determina o fenômeno biológico a ser medido, bem como a frequência do sinal aplicado. Quando a corrente é aplicada na pele, esta se dispersa espacialmente pelos tecidos, fluidos e órgãos do corpo. Parte da corrente irá realmente incidir sobre o órgão ou tecido no qual o parâmetro de interesse será medido. Não obstante, é importante frisar que as propriedades elétricas dos tecidos vivos dependem da direção que a corrente elétrica percorre (BAKER, 1989).

A avaliação da bioimpedância extracorpórea, também conhecida como Análise da Bioimpedância (BIA – *Bioimpedance Analysis*), é uma técnica comumente utilizada para avaliar a composição corporal de um indivíduo, possibilitando diagnosticar vários tipos de patofisiologias, especialmente na área de nutrição. Em contraste com métodos laboratoriais, envolvendo análises físico-químicas demoradas e de alto custo, a BIA surge como uma técnica bastante simples, rápida, barata e ainda provê equipamentos portáteis (KHALED *et al.*, 1995).

Os métodos de medição da BIA podem ser classificados como: BIA de frequência única ou SF-BIA (*Single Frequency BIA*), BIA multifrequencial ou MF-BIA (*Multi-Frequency BIA*) e BIA Segmentada ou S-BIA (*Segmental BIA*). Na técnica SF-BIA, as medições da bioimpedância são feitas, geralmente na frequência de 50 kHz, através de eletrodos colocados nos pés e nas mãos, conforme o desenho da Figura 11. Neste caso, é possível medir a soma das componentes ECW (*Extra-Cellular Water* – Líquido Extra-Celular) e ICW (*Intra-Cellular Water* - Líquido Intra-Celular). Também é possível estimar a massa magra ou FFM (*Fat-Free Mass*) relacionada, principalmente, à massa muscular. A MF-BIA é caracterizada por uma ampla faixa de frequências de medição, normalmente indo de poucos hertz até centenas de quilohertz. Na S-BIA, os eletrodos são colocados entre um

segmento do corpo, fornecendo mais resolução naquela seção (KYLE *et al.*, 2004; KIMBERLY *et al.*, 2009).

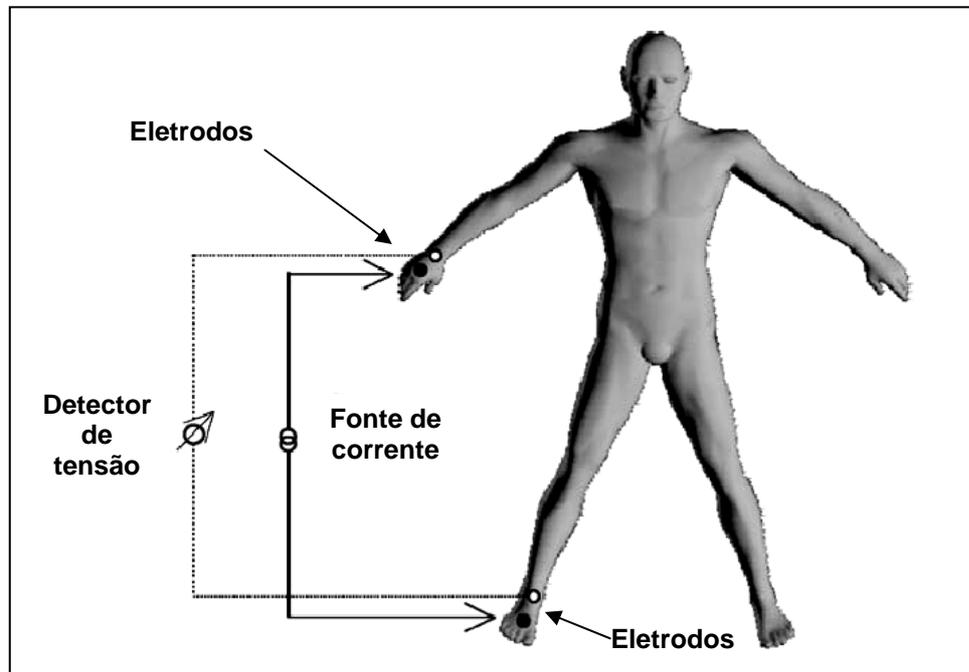


Figura 11 – Disposição dos eletrodos na configuração tetrapolar, para SF-BIA e MF-BIA. Os eletrodos de excitação são colocados na mão e no pé, ao passo que os eletrodos de detecção são presos no pulso e no tornozelo.

Fonte: adaptado de Kyle *et al.* (2004).

2.4.2 Bioimpedância Intracorpórea Localizada

Apesar das vantagens citadas, o método da bioimpedância possui limitações, assim como outras técnicas indiretas de medição. No caso das medidas não invasivas, o fenômeno biológico é registrado distante de sua origem, resultando na perda de resolução e na falta de uma referência a nível local de medição. Um exemplo é a medição do volume da bexiga, a qual é feita por meio de eletrodos dispostos sobre os membros do indivíduo. A impedância medida fornece um valor relativo do volume, sendo necessário um procedimento de calibração para estimar a quantidade efetiva de líquido neste órgão. As camadas de tecido e gordura que separam a bexiga da superfície de contato dos eletrodos representam uma impedância em série no circuito, atenuando e introduzindo incertezas na resposta (GEDDES; BAKER, 1989).

Em virtude da dificuldade de se prever a distribuição da corrente nos tecidos e órgãos, surgiram métodos invasivos para medir diretamente a impedância no tecido ou órgão de interesse. Desta forma, as perdas provocadas pelos tecidos adjacentes e interferências de outros fenômenos biológicos são significativamente minimizadas. Um exemplo de bioimpedância invasiva consiste em medir o fluxo de sangue em uma artéria ou veia, através da análise da impedância medida em eletrodos no interior ou externamente a um vaso sanguíneo. Em experimentos citados por Geddes e Baker (1989), o volume de sangue ejetado pelos ventrículos foi medido através do método da bioimpedância. Para isto, dois pares de eletrodos foram inseridos na parede de cada ventrículo de um coração de tartaruga. Foi registrado um decréscimo na impedância medida durante a diástole e um aumento ao longo da sístole. Uma vez que a resistividade do músculo cardíaco é muito maior que a do sangue, a corrente fica confinada no ventrículo. Observou-se que alterações da impedância na ordem de 5Ω foram equivalentes à mudança de 1 ml no volume do ventrículo avaliado.

Tecidos cancerígenos possuem uma estrutura heterogênea quando comparado com tecidos normais. Diferenças significativas foram observadas na impedância medida em tecidos com diversos tipos de câncer e em diferentes regiões de tumores, com base em tecidos normais adjacentes. Estudos e experimentos realizados *in vivo* mostraram que a condutividade em tecidos anormais é maior que em sadios (LAUFER *et al.*, 2010; ZOU, Y.; GUO, Z., 2002; SILVA, J. E.; MARQUES DE SÁ, J. P.; JOSSINET, J., 2000; SMITH *et al.*, 2000; BLAD, 1998; GEDDES; BAKER, 1989; PETHIG; KELL, 1987). Resultados obtidos através da técnica de NMR revelam que regiões com tumor possuem maior quantidade de água e concentração de sódio mais acentuada que em tecidos normais (PETHIG; KELL, 1987).

Sistemas de medição e técnicas invasivas para a medição da bioimpedância foram sugeridos a fim de melhor caracterizar tecidos, órgãos e detectar as suas patologias relacionadas. Um instrumento de medição para estudos de órgãos foi desenvolvido por Gómez *et al.* (2001). O sistema utilizado possibilitou a medição *in vivo* e em tempo real do *pH*, da concentração de potássio do meio e da impedância de tecidos. Através de um conjunto de quatro eletrodos foi possível medir o módulo da impedância para uma frequência de 1 kHz. Os resultados obtidos, por meio da bioimpedância registrada nos experimentos, permitiram avaliar, com boa resolução, a condição de isquemia provocada nos rins de ratos.

Dispositivos implantáveis, capazes de medir a bioimpedância de um tecido ou órgão, de forma direta ou indireta, representam um grande avanço nas áreas da bioimpedância e da biotelemetria. Os avanços no campo da microeletrônica permitiram que o primeiro analisador de bioimpedância implantável fosse desenvolvido (MIN *et al.*, 2002). A aplicação

mencionada consiste em implantar o analisador em tecidos ou órgãos transplantados a fim de monitorar e sinalizar qualquer mau funcionamento ou rejeição ocasionada. Para atingir tais objetivos, um sistema analógico e digital complexo foi implementado em um *chip* com baixo consumo de energia, possibilitando medir a componente real e imaginária da bioimpedância nas faixas de frequência de 1 a 8 kHz e de 1 a 128 kHz. A avaliação destas componentes em função da frequência é fundamental para a detecção de alterações malignas na estrutura dos tecidos. Apesar deste analisador implantável não ter sido testado *in vivo*, simulações foram realizadas e modelos aplicados para avaliar a impedância medida (MIN *et al.*, 2002).

Implementar um analisador de bioimpedância implantável exige circuitos analógicos e digitais, com dimensões reduzidas e que forneça resultados precisos, o que só pode ser concretizado na forma de um *chip* de alta densidade e que apresente baixo consumo de energia. Atualmente, com as tecnologias de semicondutores mais avançadas isto é factível, porém o custo se tornaria muito elevado. Apesar das limitações dos implantes passivos, estes podem atender às necessidades de determinadas aplicações que não requerem a medição da bioimpedância sobre um amplo espectro de frequências e que apenas a componentes real ou imaginária seja suficiente.

2.5 A BIOIMPEDÂNCIA DE TECIDO ANIMAL

Até o presente momento comentou-se a respeito da bioimpedância de órgãos e tecidos relativos a seres humanos. De modo geral, as carnes são compostas por 4 tipos de tecidos: tecido muscular, conjuntivo, epitelial e tecido nervoso. O principal tecido da carne é o muscular ou simplesmente músculo. Este por sua vez é dividido em músculo estriado esquelético ou voluntário, músculo liso ou involuntário e músculo estriado cardíaco. O músculo mais importante é o esquelético, por estar presente em maior quantidade na carcaça dos animais e por seu valor econômico (ALVES *et al.*, 2005).

Como boa parte da carne bovina é destinada ao consumo humano, aspectos relativos à qualidade da carne e seu estado de conservação serão apresentados e relacionados com a bioimpedância, dando origem a mais uma aplicação para o sistema de biotelemetria proposto neste trabalho, o qual será comentado adiante.

2.5.1 Processo de transformação do tecido muscular *in vivo* em carne

Uma série de processos químicos ocorrem na transformação do músculo em carne. Logo após a morte do animal, o aporte de oxigênio e o controle nervoso deixam de chegar à musculatura. Então, o tecido muscular entra na fase de *pré-rigor* que dura, aproximadamente, 7 a 8 horas *post mortem*. Nesta fase, o músculo continua exercendo suas funções metabólicas, porém havendo degradação e ressíntese de ATP (fosfocreatina + ADP ↔ creatina + ATP). Quando a fosfocreatina é exaurida, inicia-se a queda do nível de ATP. A formação de ácido láctico fornece energia para a reativação da fosfocreatina, permitindo a contração muscular. Portanto, as reservas energéticas se esgotam mais rapidamente no metabolismo anaeróbio. Inicialmente são degradadas as reservas de fosfocreatina, seguidas pelas reservas de glicogênio e outros carboidratos e finalmente o ATP, rico em energia. Uma vez que não há mais fluxo sanguíneo, o ácido láctico se acumula no músculo. Em função disto, há um decréscimo do *pH* no músculo e perda de sua elasticidade (RUBENSAM, 2000; ALVES *et al.*, 2005).

No músculo *post-mortem*, a actomiosina constitui a maior parte das proteínas fibrilares e se forma através da integração entre a actina e a miosina (formação de pontes), resultando num estado de rigidez e de relativa inextensibilidade muscular (contratura), ou seja, o músculo se contrai e permanece rígido, mesmo sem potenciais de ação. Este estado, onde o músculo se transforma em carne, é conhecido como *rigor mortis* ou rigidez cadavérica. No tecido vivo, as pontes de actina e miosina (actomiosina) são transitórias, pois durante a fase de relaxamento do ciclo de contração estas pontes são rompidas (ALVES *et al.*, 2005; GUYTON; HALL, 1996).

O *rigor mortis* se inicia em torno de 9 a 12 horas após a morte do animal, atingindo um máximo em 20 a 24 horas, sofrendo um progressivo declínio. Neste período, o *pH* decresce até estabilizar, idealmente entre 5,4 e 5,8. Após o *rigor mortis*, o tecido muscular entra em um estado denominado *post rigor* ou maturação (*ageing*), há o amaciamento (tenderização) das massas musculares, que resulta de alterações causadas por degradação da estrutura da fibra muscular (ROÇA, 2000).

2.5.2 Propriedades elétricas da carne

A carne possui uma diversidade de células que formam diferentes tipos de tecidos. Características elétricas distintas são atribuídas no meio celular. No meio extracelular, a

condutividade é governada pelos íons Na^+ e Cl^- . No citoplasma, o cátion K^+ é o principal íon que contribui para a condutividade, enquanto que o íon fosfato (PO_4^-) e proteínas são os ânions mais significativos (DAMEZ *et al.*, 2007). As estruturas intracelulares, como o complexo de Golgi, mitocôndrias, retículo endoplasmático, entre outras, contribuem para as propriedades elétricas, mas não são consideradas na medição da qualidade da carne. Os carboidratos, que são exclusivamente encontrados na monocamada externa de membranas plasmáticas, interagem ora com proteínas (glicoproteínas), ora com lípidos (glicolípides), formando uma estrutura denominada glicocálice. Juntamente com a matriz de colágeno, as células ganham resistência mecânica (PLIQUETT *et al.*, 2003; DAMEZ *et al.*, 2007).

O *pH* influencia, direta ou indiretamente, nas características de qualidade da carne, como a cor, capacidade de retenção de água, maciez, suculência e sabor. Após o abate, há um declínio do *pH*, cujo decréscimo e velocidade irão depender da natureza e da condição do músculo no momento preciso em que cessa a circulação sanguínea. Este processo está relacionado com a produção de lactato. Em músculos de bovinos, o valor de *pH* 24 horas após o abate fica em torno de 5,4 a 5,6. Na carne suína, a glicólise segue o mesmo modelo e, em um dia *post mortem*, o *pH* final tende a ser um pouco mais elevado, em torno de 5,8. Foi constatado que a impedância da carne tem uma elevada correlação com o *pH* nas primeiras 24 horas *post mortem* (RUBENSAM, 2000). Atualmente, a medição do *pH* é um dos métodos mais utilizados na avaliação de parâmetros relacionados com a qualidade da carne. No entanto, os eletrodos de vidro permeáveis a íons podem resultar em erros de medição, seja por falta de calibração ou uso inadequado (BYRNE; TROY; BUCKLEY, 2000).

A medição da impedância elétrica é uma técnica rápida, direta, efetiva e de baixo custo, que foi associada por diversos grupos de pesquisa com características físicas, químicas, biológicas e aos parâmetros de qualidade da carne. O uso de eletrodos metálicos confere diversas vantagens a esta técnica, tais como a medição fácil e direta da impedância, robustez mecânica, resistência à água, facilidade de limpeza, o sistema de medição não necessita de calibração constante, entre outros benefícios (BYRNE; TROY; BUCKLEY, 2000). As mudanças nas propriedades elétricas em tecido animal *post mortem* têm grande importância na avaliação da qualidade da carne, especialmente na sua maciez. A impedância elétrica de um músculo decresce rapidamente durante o processo de *pré-rigor*. No processo de *post rigor*, que vai de 2 a 14 dias após o abate, a impedância também decresce, porém mais lentamente (LEPETIT *et al.*, 2002).

A carne é eletricamente anisotrópica, ou seja, as propriedades elétricas mudam de acordo com a direção do campo elétrico aplicado e com a frequência. Isto significa que a

colocação de eletrodos deve levar em conta a orientação das fibras musculares (Figuras 4 e 5). Em frequências elevadas, o tecido passa a ter características isotrópicas, uma vez que não há mais influência da capacitância das membranas. Após o período de maturação, a estrutura da carne se torna quase isotrópica. A condição de isotropia pode ser detectada quando os valores medidos da impedância com eletrodos nas configurações transversal e longitudinal convergem (LEPETIT *et al.*, 2002). Outro fator importante na aquisição da impedância é a frequência mínima a partir da qual as medições podem ser feitas. Em baixas frequências (menor que 1 kHz) há influência da capacitância entre os eletrodos e a carne, resultando em erros que podem comprometer a resposta obtida. Esta capacitância depende, basicamente, da geometria dos eletrodos e o espaçamento entre eles. Em geral, em frequências a partir de 1 kHz a influência da polarização dos eletrodos diminui consideravelmente (BODAKIAN; HART, 1994).

A integridade da membrana celular, caracterizada por parâmetros elétricos, está correlacionada com os parâmetros de qualidade da carne. As membranas das miofibras atuam como um isolante, cujas propriedades decrescem no período *post mortem*. Este processo está relacionado com mecanismos enzimáticos, onde a oxidação das camadas de fosfolípidos da membrana e lise⁵ celular faz com que a membrana fique porosa. Isto provoca um aumento na permeabilidade da membrana, o que facilita com que o fluido intracelular transpasse a membrana e se misture com o fluido extracelular, cujo efeito é chamado de exsudação. O aumento do volume de fluido extracelular leva a um aumento da condutividade e, conseqüentemente, no decréscimo da impedância (DAMEZ *et al.*, 2007).

Neste contexto, o modelo de Fricke é útil para relacionar elementos do respectivo circuito equivalente com a estrutura e processos que ocorrem na carne, aparecendo com frequência em muitos trabalhos encontrados na literatura (DAMEZ *et al.*, 2008b; DAMEZ *et al.*, 2007; PLIQUETT *et al.*, 2003; WHITMAN *et al.*, 1996). Por exemplo, no circuito da Figura 6, fica evidente que para baixas frequências a resistência R_e é dominante, pois está associada à condutividade do fluido extracelular. A medida que a frequência é aumentada, através da capacitância C_m , referente à membrana celular, a resistência devido ao fluido intracelular (R_i) se torna significativa. Para frequências muito elevadas o circuito se resumirá ao paralelo entre R_e e R_i , que na prática é o resultado da corrente passando pelo meio extra e intracelular (DAMEZ *et al.*, 2007).

⁵ Processo de ruptura ou dissolução da membrana plasmática.

Uma avaliação mais precisa e completa dos fenômenos que ocorrem na carne através da impedância envolve a medição de seu espectro em uma faixa ampla de frequências, o que permitirá, inclusive, determinar a frequência característica f_o do tecido. Analisando-se do ponto de vista econômico e de portabilidade, o uso de um analisador de impedância comercial impacta em um elevado custo e pouca ou nenhuma portabilidade. Visando chegar a um bom custo-benefício, equipamentos simples, de baixo custo e portáteis foram desenvolvidos para determinar um conjunto restrito de propriedades da carne sob teste. Nestes equipamentos, duas ou mais frequências de medição são utilizadas. Um exemplo é o medidor Tecpro Pork Meter[®] (PQM-Tecpro GmbH, Munich, Germany), o qual atua em uma faixa de 1 a 20 kHz (WHITMAN *et al.*, 1996). Outro exemplo de equipamento é o Meatcheck[®] 162 (Sigma Electronic Erfurt, Germany) que mede o parâmetro elétrico P_y , que será abordado em seguida.

Os princípios e métodos que possibilitam medições parciais da impedância da carne e que levam as informações úteis precisam ser investigados. Para tanto, algumas considerações devem ser feitas. A primeira delas é a frequência mínima de medição restringida pelos eletrodos, conforme mencionado anteriormente. Este limiar de frequência pode ser elevado com o aumento da área de contato dos eletrodos. A geometria dos eletrodos e a disposição destes são fatores importantes que devem ser levados em conta. Se eletrodos do tipo agulha forem utilizados, por exemplo, não só a geometria, mas a profundidade de inserção influenciará na aquisição da impedância. Artefatos de movimento dos eletrodos implicam em desvios na resposta. Soma-se a estas considerações a dependência da condutividade da carne com a temperatura. Este último problema pode ser contornado medindo-se a temperatura da carne no ato da determinação da impedância e corrigir a resposta através de uma função ou curva de calibração.

É difícil estabelecer uma frequência ideal para a medição da impedância, uma vez que existem diferenças em cada amostra de carne. Uma aproximação poderia ser feita escolhendo-se a frequência de medição em uma faixa em torno da média da frequência característica de várias amostras. Considerando o modelo de Cole-Cole, uma relação entre R_0 e R_∞ pode fornecer uma informação útil, pois estas variáveis dependem da integridade da membrana (PLIQUETT *et al.*, 2003). Esta associação da degradação da membrana celular com R_0 e R_∞ pode ser justificada pelo fato de que parte do fluido intracelular passa para o meio extracelular, aumentando sua condutividade. A diferença entre estas resistências elimina desvios proporcionais entre elas, porém ainda há dependência da profundidade de inserção dos eletrodos (ou pressão, se os eletrodos forem do tipo placa) e da temperatura. A independência destes efeitos é atingida quando a diferença entre R_0 e R_∞ é normalizada, ao

dividi-la por R_0 , e considerando que o coeficiente de temperatura para os fluidos intra e extracelulares são iguais. Esta relação leva a um novo parâmetro, denominado P_y , que é equacionado como (PLIQUETT *et al.*, 2003):

$$P_y = \frac{100.(R_o - R_\infty)}{R_o}. \quad (34)$$

A constante 100 que aparece em (34) visa normalizar o valor de P_y em uma escala ideal de 0 a 100. Em suma, o parâmetro P_y é uma razão entre duas partes reais da bioimpedância em duas frequências distantes. Note que P_y tende a zero quando R_0 e R_∞ são iguais, refletindo a condição de isotropia do tecido muscular *post mortem*. Os valores de P_y estão, normalmente, entre 85 e 95 para carne fresca e, dependendo do tipo de carne, fica menor que 10 após alguns dias (maturação). Pliquett *et al.*(2003) mencionam ainda que, na prática, uma equação linear de calibração deve ser usada para adequar a escala de P_y com a evolução do processo degenerativo da membrana. Com base nisso, a equação (34) pode ser reescrita como:

$$P_y = 100.\left(a.\frac{(R_o - R_\infty)}{R_o} + b\right), \quad (35)$$

onde a e b são constantes para ajuste de escala.

No estudo realizado por Oliver *et al.* (2001), envolvendo critérios para seleção de carne de porco (pernil) para a fabricação de presuntos, um novo parâmetro para avaliação da qualidade da carne é proposto. Trata-se da razão entre R_∞ e R_0 , mostrando-se proporcional à razão entre o volume total da carne e o volume de fluido extracelular. Pliquett *et al.* (2003) apresentam esta razão e a relacionam com P_y da mesma forma que em (34).

Na prática, R_0 e R_∞ não podem ser determinados diretamente, porém ao medir a impedância dentro do espectro de frequências da dispersão β (10 kHz a 1 MHz, aproximadamente) é possível estimar estes dois parâmetros. Ao considerar duas frequências de medição, uma delas se encontra em baixa frequência, para obter uma aproximação de R_0 , e a outra frequência é elevada o suficiente para que a componente capacitiva da impedância possa ser desprezada. Portanto, a medição da impedância em duas frequências, relacionando-se com R_0 e R_∞ , demonstra simplicidade e resultados correlacionados com os fenômenos biológicos que ocorrem no processo de degeneração da carne. Quanto mais afastadas forem

estas frequências, maior será a sensibilidade de medição (PLIQUETT *et al.*, 2003; DAMEZ *et al.*, 2007; LEPETIT *et al.*, 2002).

Sabe-se que um tecido muscular *in vivo* é anisotrópico e apresenta propriedades elétricas distintas com relação ao posicionamento dos eletrodos. No período *post mortem* ocorre à degeneração da membrana celular, fazendo com que as propriedades elétricas se tornem independentes da posição dos eletrodos. Este comportamento pode ser usado para avaliar o processo de maturação da carne. A partir disso, Lepetit *et al.* (2002) propõem e definem a taxa de anisotropia como sendo a razão entre a impedância medida no sentido transversal e a impedância obtida no sentido longitudinal. Portanto, a condição de isotropia é detectada quando o valor da taxa de anisotropia se torna constante.

2.5.3 Estudos sobre a impedância elétrica e sua influência na qualidade da carne

Lepetit *et al.* (2002) analisam a relação entre as propriedades elétricas e mecânicas dos músculos durante o processo de maturação. Nos experimentos realizados, diversos tipos de músculos foram avaliados, entre eles o contrafilé (*Longissimus Dorsi* – LD), coxão mole (*Semimembranosus* – SM), lagarto (*Semitendinosus* – ST), entre outros. Os músculos foram removidos da carcaça 24 horas após o abate, cortados em pedaços, embalados a vácuo e armazenados a uma temperatura de 4°C. Neste ponto o *pH* dos músculos havia estabilizado entre 5,4 e 5,6. As medições de impedância foram feitas a partir de uma amostra retirada da sua embalagem, repetindo-se de hora em hora. Diferentes eletrodos foram utilizados, incluindo eletrodos do tipo colunas de agulhas, barras, pinos e placas metálicas montadas em blocos de PVC (Poli Cloreto de Vinila). O tipo de eletrodo com melhor desempenho foi o de colunas de agulhas, formado por duas colunas com 9 agulhas cada e separadas por 10 mm. O método de medição da impedância utilizado foi baseado na medida da tensão e corrente nos eletrodos. As frequências utilizadas foram de 1 kHz, 100 kHz e 300 kHz. Na frequência de 100 kHz a variação do módulo da impedância foi pequena do 2º ao 4º dia *post mortem*, ficando ainda menor para os demais dias. No entanto, para a frequência de 1 kHz o decréscimo da impedância foi acentuado até o 14º dia. No trabalho de Lepetit *et al.* (2002), concluiu-se que as propriedades elétricas da carne mudam com o tempo de maturação, até 14 dias após o abate. Além disso, ao medir a impedância e determinar a taxa de anisotropia, evidenciou-se claramente a convergência do estado anisotrópico para o isotrópico.

De acordo com Byrne *et al.* (2000), a impedância pode ser utilizada para a determinação da qualidade da carne, em termos dos parâmetros de separação de líquidos (*drip*

loss), cor, brilho, grau de maturação e a quantidade de suco. Nos experimentos realizados, amostras do músculo LD (*Longissimus Dorsi*) foram retiradas e armazenadas a 0 °C. As medidas da impedância foram feitas nas primeiras horas, após 24 horas, no segundo, sétimo e décimo quarto dia. O parâmetro P_y foi medido em uma faixa larga de frequências, não revelada por Byrne *et al.* (2000), com o uso de um equipamento específico (Meatcheck 160 da Sigma Electronic, GmbH Erfurt, Germany) e com *probes* inseridos a 6 centímetros de profundidade e com separação de 1,5 centímetros entre os eletrodos. Os resultados das medições de P_y obtidos por Byrne *et al.* (2000) são mostrados na Figura 12. Segundo Byrne *et al.* (2000), a impedância está fortemente correlacionada com o *pH* nas primeiras 7 horas e até o 7º dia, ao passo que do 14º dia em diante os valores de P_y não são significativamente correlacionados.

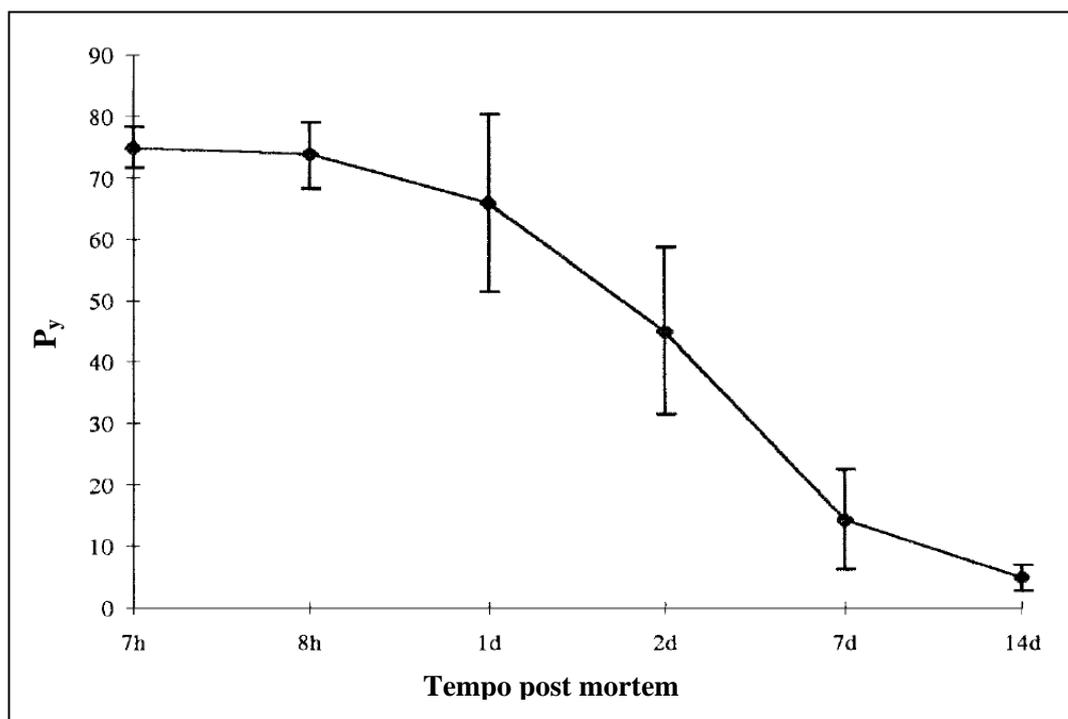


Figura 12 – Medição da impedância (P_y) do músculo LD (*Longissimus Dorsi*) durante 14 dias.

Fonte: Byrne *et al.* (2000).

Com base nos resultados de experimentos realizados por Byrne *et al.* (2000), verificou-se que as propriedades elétricas estão relacionadas com a taxa de decréscimo da glicose *post mortem*. Foi constatado que as medições elétricas realizadas até as 24 horas *post mortem* não são adequadas para avaliar a qualidade da carne. No período de maturação, as

medidas tomadas no segundo, sétimo e décimo quarto dia estão moderadamente correlacionados com os atributos de maciez, coloração e aceitação. Portanto, concluiu-se que as propriedades elétricas permitem avaliar a extensão do processo de maturação e, conseqüentemente, a qualidade da carne.

No trabalho de Damez *et al.* (2007), foi sugerida uma faixa de frequências indo de 1 kHz a 1500 kHz para o estudo da integridade da membrana celular durante o período de maturação da carne. Nos experimentos, diferentes tipos de músculos foram analisados no segundo, terceiro, sexto e décimo quarto dia *post mortem*. As amostras foram embaladas a vácuo e refrigeradas a 4 °C. As medições de impedância foram feitas com uso de um analisador vetorial de impedância modelo HP4194A. Dois eletrodos de aço inox, separados de 5 centímetros, com diâmetro de 0,6 milímetro e comprimento de 5 milímetros, foram utilizados. Estes eletrodos foram inseridos longitudinalmente e transversalmente às fibras. A escala de 1 kHz a 1500 kHz foi dividida em 80 frequências espaçadas logaritmicamente, possibilitando as avaliações das características anisotrópicas da carne. Constatou-se que ao longo do período de maturação o valor da capacitância C_m diminuiu, resultando em uma queda no módulo da impedância. Portanto, foi comprovado que a partir da medição da impedância é possível avaliar o processo de maturação e, indiretamente, a qualidade da carne.

2.6 CONCLUSÃO E COMENTÁRIOS

Este capítulo apresentou os conceitos mais relevantes ao que tange à aquisição da bioimpedância. Partindo da dimensão celular, mostrou-se que as propriedades elétricas dos tecidos biológicos estão relacionadas a fenômenos de relaxação que, no domínio da frequência, resultam em quatro tipos de dispersões: α , β , δ e γ . O fato de poder representar o tecido biológico na forma de um circuito elétrico equivalente permite uma análise mais simplificada, onde é possível correlacionar os fenômenos eletroquímicos com parâmetros elétricos, como a impedância, por exemplo. Foram descritos dois modelos. O modelo de Fricke é composto por componentes passivos, onde a condutividade dos meios intra e extracelular são representados como resistores e a membrana celular como um capacitor. Em virtude desta capacitância depender da frequência e da existência de mais de uma dispersão, foi necessário apresentar e elucidar o modelo de Cole-Cole.

Na seqüência, os conceitos sobre a aquisição da biompedância em seres humanos foram introduzidos. Em face das duas técnicas de aquisição da bioimpedância, extracorpórea e intracorpórea, identificou-se que o sistema de biotelemetria poderia ser utilizado para a medição da bioimpedância intracorpórea localizada. Outra aplicação também foi encontrada, consistindo da medição da impedância elétrica de tecidos musculares *post mortem* (carne) de animais. Uma abordagem elementar sobre carne e seus atributos de qualidade foi apresentada e relacionada com a impedância elétrica. É importante frisar que o foco deste trabalho não é relacionar resultados obtidos em experimentos com os parâmetros de qualidade de carnes, mas mostrar que é possível medir a impedância de carnes usando o sistema de biotelemetria proposto. Algumas técnicas simplificadas de medição foram encontradas, possibilitando que o processo de maturação da carne possa ser avaliado a partir da aquisição da impedância da carne em duas frequências distintas.

CAPÍTULO 3

MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA ELÉTRICA DE CARNES

3.1 INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foram abordadas duas das aplicações para a técnica da bioimpedância, ou seja, a aquisição da bioimpedância intracorpórea localizada em seres humanos e de tecidos musculares *post mortem* de animais (carnes), com enfoque nesta última. No início deste capítulo são analisadas as possibilidades práticas e vantagens do uso de um sistema de biotelemetria para a aquisição da bioimpedância em carnes. Em primeiro lugar, uma avaliação preliminar das condições de aplicação do sistema de biotelemetria é feita com base em dados de experimentos de outros autores encontrados na literatura.

Experimentos envolvendo a medição direta da impedância em carnes foram conduzidos com o propósito de conhecer melhor as características do objeto de medição. Neste caso, o processo de maturação de amostras de carne embaladas a vácuo é avaliado em termos da bioimpedância medida diretamente, do 2° ao 14° dia *post mortem*. A bioimpedância medida em uma determinada faixa de frequência, resultando em uma resposta espectral que é apresentada graficamente no domínio da frequência e através de diagramas de Wessel. A resposta prática obtida será comparada com simulações teóricas, baseadas no modelo de Cole-Cole. Uma análise teórica do modelo usado é apresentada com o intuito de adequá-lo para que represente, de forma bastante aproximada, a resposta prática. O parâmetro P_y também foi obtido e será discutido.

Um experimento específico foi realizado com o objetivo de avaliar a conservação de amostras de carne, que foram divididas em dois grupos e cada um deles submetidos a diferentes temperaturas. Para isto, uma amostra é removida de sua embalagem, sendo sua impedância e pH mensurados. Em seguida, a amostra é descartada. Desta forma, é possível relacionar a impedância medida e o declínio do pH com as diferentes condições de conservação.

Uma investigação adicional foi feita a fim de avaliar a influência da temperatura na impedância medida em uma amostra de carne. As variações da impedância foram comparadas

com as mudanças no parâmetro P_y , visando identificar a imunidade a variações térmicas característica deste parâmetro. Os resultados serão apresentados e comentados.

3.2 ANÁLISE DE VIABILIDADE DE MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA ELÉTRICA EM CARNES

A técnica de medição da impedância elétrica em carnes permite obter informações a respeito do declínio do pH (BYRNE; TROY; BUCKLEY, 2000), da quantidade de gordura (DAMEZ *et al.*, 2008a), da retenção de líquido (BERTRAM *et al.*, 2004), entre outras propriedades que estão ligadas à qualidade da carne. A aplicação de um sistema de biotelemetria para estes casos parece não oferecer vantagens, pois as medidas podem ser feitas diretamente na carne, usando-se fios ou cabos para a conexão entre os eletrodos e o instrumento de medida.

As peças de carne selecionadas para serem maturadas devem ser embaladas a vácuo, mantidas sob determinadas condições até que as características desejadas sejam atingidas. A velocidade do processo de maturação varia consideravelmente de um animal para outro (LEPETIT; HAMEL, 1998). Se o final do processo de maturação for predito, não há a necessidade de manter a carne, nas mesmas condições de maturação, por um período de tempo desnecessário, o que reduz os custos associados a este processo (Ex: custo de refrigeração), além de antecipar a chegada da carne na prateleira para venda ao consumidor e maximizar seu prazo de validade. Neste caso, a avaliação do processo de maturação por meio da bioimpedância mostra-se vantajosa. Uma das formas de medir a impedância elétrica da carne é rompendo a embalagem e inserindo os eletrodos conectados ao equipamento de medição. No entanto, este procedimento é destrutivo. Uma vez que a embalagem é removida para a medição, a carne deve ser embalada novamente. Este procedimento deve ser repetido quantas vezes forem necessárias até que o término da maturação seja detectado. Neste processo, além da interferência na maturação, há a possibilidade de contaminação da carne por bactérias.

Para que a aquisição da bioimpedância seja feita sem o rompimento da embalagem é necessário que haja um dispositivo junto à carne para medir e transmitir o valor da impedância para fora da embalagem, onde uma unidade de leitura possa receber, processar e registrar esta informação. Neste contexto, um sistema de biotelemetria ganha importância, pois se trata de uma ferramenta que se enquadra neste conceito de medição. Como aplicação,

pode-se citar a avaliação do processo de maturação e ainda a verificação do estado de conservação da peça de carne embalada a vácuo. Por exemplo, em um lote de carnes pode haver algumas peças marcadas para inspeção. Nestas embalagens marcadas, uma unidade sensora (que para a medição da bioimpedância localizada foi chamada de unidade implantável), formada por uma bobina devidamente selada e eletrodos, por exemplo, pode ser inserida em um determinado ponto da peça de carne. Durante o processo de maturação até o momento em que a carne é vendida, é possível medir a impedância através da aproximação de uma unidade de leitura. Uma das grandes vantagens do uso de sistemas de biotelemetria passiva é que uma unidade sensora bastante simples pode ser construída e, conseqüentemente, resultará em um baixo custo. Isto pode viabilizar sua aplicação em todas as peças embaladas, permitindo a avaliação do processo de maturação até o estado da carne no seu destino final. Após o consumidor remover a embalagem, a unidade sensora pode ser retirada e descartada. Além disso, um sistema de biotelemetria pode ser usado em laboratório para fins de estudo do processo de maturação, conservação e na avaliação de parâmetros da qualidade de carnes.

Damez *et al.* (2007) obtêm a bioimpedância de diferentes tipos de tecidos em uma faixa de frequência indo de 1 kHz a 1500 kHz, sugerindo que esta faixa permite avaliar a integridade da membrana durante o processo de maturação. Os resultados obtidos foram expressos através de diagramas de Wessel. Os elementos do modelo de Fricke (R_e , R_i e C_m) foram calculados e usados na interpretação dos resultados. Neste processo de adaptação de modelos, os valores de R_e , R_i e C_m foram transformados em R_0 , R_∞ e τ e ajustados, juntamente com α , até que a resposta teórica casasse com aquela obtida experimentalmente. Note que os elementos do modelo de Fricke foram usados para facilitar a análise dos resultados, tendo uma relação direta com fluido extracelular (R_e), intracelular (R_i) e membrana celular (C_m). Além disso, para obter estes três elementos (R_e , R_i e C_m) são necessárias várias medições em frequências diferentes. Apesar disso, o parâmetro P_y requer apenas a medição da parte real da impedância em duas frequências (PLIQUETT *et al.*, 2003), o que facilita a implementação de um sistema de biotelemetria passiva, desde que sejam escolhidas as frequências adequadas. Outra informação importante que pode ser usada para avaliar o processo de maturação é a taxa de anisotropia (LEPETIT *et al.*, 2002), a qual pode ser obtida em uma determinada frequência, considerando duas unidades sensoras, sendo uma delas posicionada no sentido longitudinal às fibras musculares e a outra no sentido transversal.

Resta ainda determinar na prática quais condições de medição mais adequadas para que o sistema de biotelemetria, que será apresentado no próximo capítulo, seja projetado. Para

isto, foram realizados experimentos com carne e os resultados serão apresentados na sessão seguinte.

3.3 AQUISIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA EM TECIDO ANIMAL

Nesta sessão serão apresentados os experimentos realizados com tecido animal e os correspondentes resultados. Em meio aos primeiros resultados obtidos e a correlação com a resposta dada pelo modelo de Cole-Cole, é feita uma análise a fim de descobrir a causa de algumas discrepâncias evidenciadas. Os passos desta investigação conduzem a novas equações que são testadas de maneira a explicar alguns dos efeitos encontrados na prática.

3.3.1 Medição da bioimpedância no processo de deterioração de tecido animal

É de fundamental importância caracterizar a impedância elétrica do tecido que será usado como objeto para os experimentos envolvendo o sistema de biotelemetria que será proposto. Um ensaio preliminar foi realizado com o intuito de avaliar o espectro da bioimpedância de amostras de tecido animal ao longo do processo de maturação. Neste experimento, 5 amostras do músculo *Longissimus Dorsi* LD foram coletadas de uma peça de costela bovina. O animal foi abatido no Frigorífico Argus, na cidade de São José dos Pinhais, no estado do Paraná. De acordo com o procedimento adotado por Damez *et al.* (2007), as amostras com forma de cubo, com 4 cm de lado, foram extraídas da 9^a a 13^a costela. Cada amostra recebeu um conjunto de eletrodos do tipo agulha, inseridos na direção transversal às fibras musculares (Figura 13), permitindo a medição da impedância na configuração de 2 fios. A configuração dos eletrodos foi definida com base nos resultados da comparação de diferentes tipos de eletrodos obtidos por Lepetit *et al.* (2002). Um número menor de agulhas foi utilizado, quando comparado com o mesmo tipo de eletrodo usado por Lepetit *et al.* (2002), para facilitar a construção dos eletrodos e minimizar os custos. Então, as amostras coletadas foram embaladas a vácuo e estocadas em um refrigerador doméstico ajustado para manter a temperatura entre 2 e 4 °C. No processo de embalagem, tomou-se o cuidado para evitar que os condutores dos eletrodos não provocassem a perda de vácuo ao saírem para o ambiente externo. Apesar disso, durante o período de medição houve entrada de ar na embalagem de duas das amostras e tiveram que ser descartadas.

Medidas diárias foram feitas em cada uma das amostras, do 2º até o 14º dia após o abate. Para isto, foi usado medidor vetorial de impedância modelo 4294A da Agilent Technologies. A faixa de frequências escolhida para a aquisição do espectro da bioimpedância foi de 1 kHz a 1 MHz. O procedimento de medição consiste da retirada diária de cada amostra do refrigerador e, em um curto intervalo de tempo, efetuar a aquisição da impedância usando o medidor vetorial. Neste processo, a amostra retirada do refrigerador é levada até o medidor e os fios provenientes dos eletrodos são colocados nos bornes do instrumentos. O espectro é obtido através de varredura em frequência e os dados obtidos são armazenados pelo equipamento em um disco removível (disquete). O tempo total desde processo, para cada amostra, leva no máximo 3 minutos.

Como resultado, considerou-se a média dos valores de impedância obtidos das 3 amostras utilizadas. Esta escolha foi feita devido aos desvios da impedância que ocorrem quando as amostras são manipuladas. Desta forma, a média representa com mais fidelidade à variação da bioimpedância com o tempo de maturação. Apesar da quantidade reduzida de amostras, é importante lembrar que o objetivo deste experimento é obter o perfil do espectro da impedância ao longo do período de maturação e compará-lo com as repostas das equações de Cole-Cole.

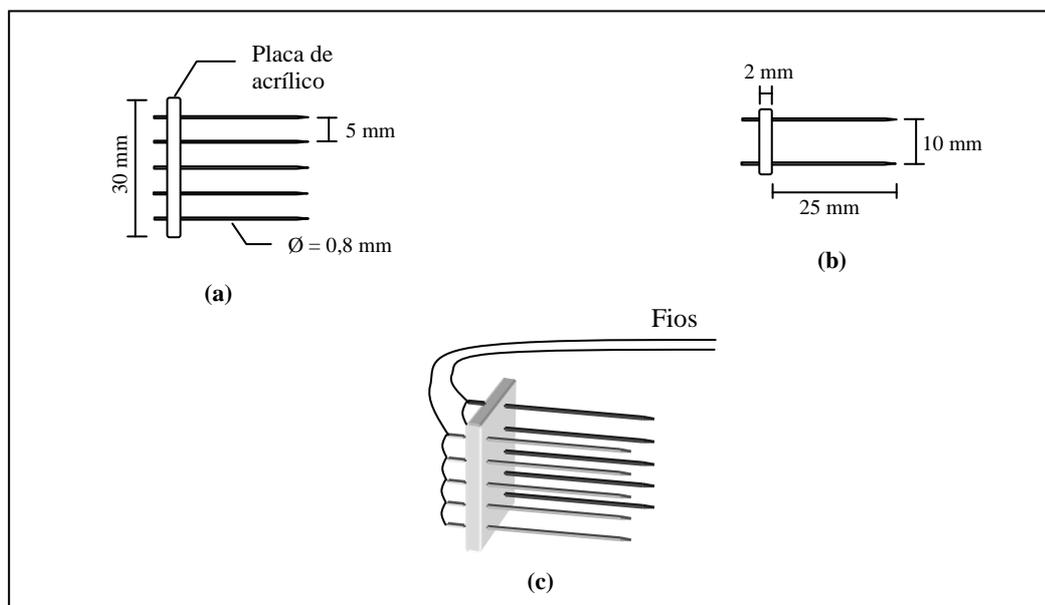


Figura 13 - Par de eletrodos do tipo agulha. Cada par é formado por 2 colunas com 5 agulhas de aço inox do tipo 18G1 ½ (30 x 0,8 mm) cada e separadas por 10 mm. As agulhas são fixadas em uma base rígida de acrílico. (a) vista lateral. (b) vista superior. (c) vista tridimensional do conjunto de eletrodos com fios conectados.

As Figuras 14 e 15 mostram o espectro da parte real e imaginária da bioimpedância medida, respectivamente, e os valores teóricos obtidos de acordo com o modelo de Cole-Cole. A Figura 16 apresenta o diagrama de Wessel com as curvas medidas e simuladas correspondentes ao 2º, 8º e 14º dias *post mortem*. As partes real e imaginária de Z_i teórico foram calculadas, a partir de (29), fornecendo (a dedução encontra-se no Apêndice C):

$$\text{Re}(Z_i) = R_\infty + \frac{\Delta R \cdot \left(1 + \omega^\alpha \cdot \tau^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) \right)}{1 + 2 \cdot \omega^\alpha \cdot \tau^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) + \omega^{2 \cdot \alpha} \cdot \tau^{2 \cdot \alpha}} \quad (36)$$

e

$$\text{Im}(Z_i) = - \frac{\Delta R \cdot \omega^\alpha \cdot \tau^\alpha \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right)}{1 + 2 \cdot \omega^\alpha \cdot \tau^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) + \omega^{2 \cdot \alpha} \cdot \tau^{2 \cdot \alpha}} \quad (37)$$

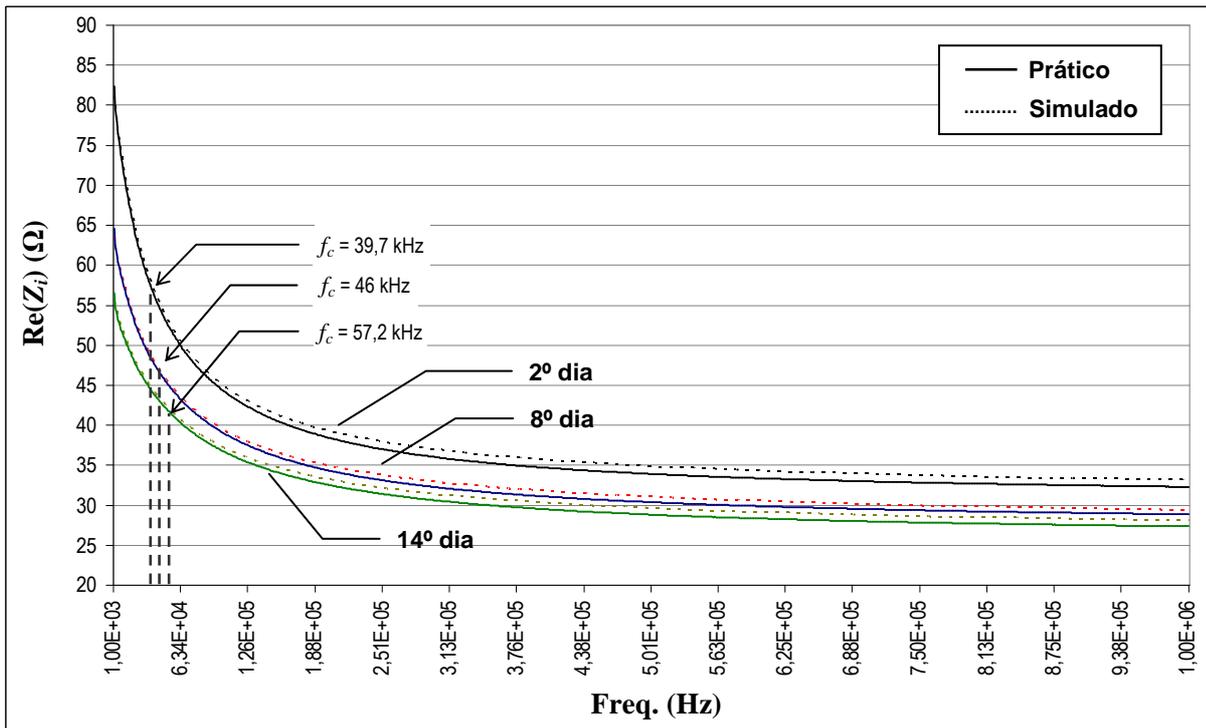


Figura 14 - Parte real da bioimpedância ($Re(Z_i)$) medida e simulada através do modelo de Cole para o 2º, 8º e 14º dia.

A simulação teórica foi feita por meio de (29) e os valores dos parâmetros de (36) e (37) foram ajustados manualmente, visando o melhor casamento da curva simulada com a prática. O diagrama de Wessel (Figura 16) foi usado como referência para estes ajustes, pois agrupa a parte real e imaginária da bioimpedância. Inicialmente, R_0 e R_∞ foram pré-definidos,

enquanto α e τ foram ajustados até a resposta simulada se aproximar da prática. Um ajuste final foi realizado em todos os parâmetros, visando aproximar ainda mais as curvas.

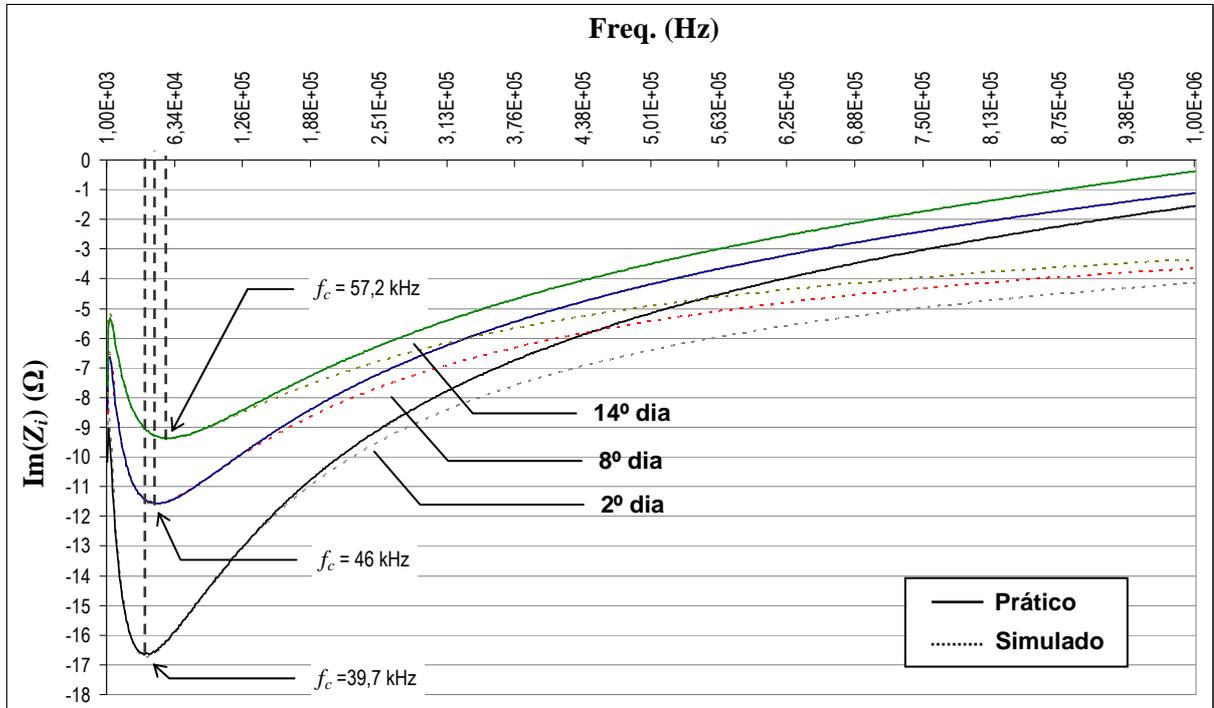


Figura 15 - Parte imaginária da bioimpedância ($Im(Z_i)$) medida e simulada através do modelo de Cole-Cole para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*.

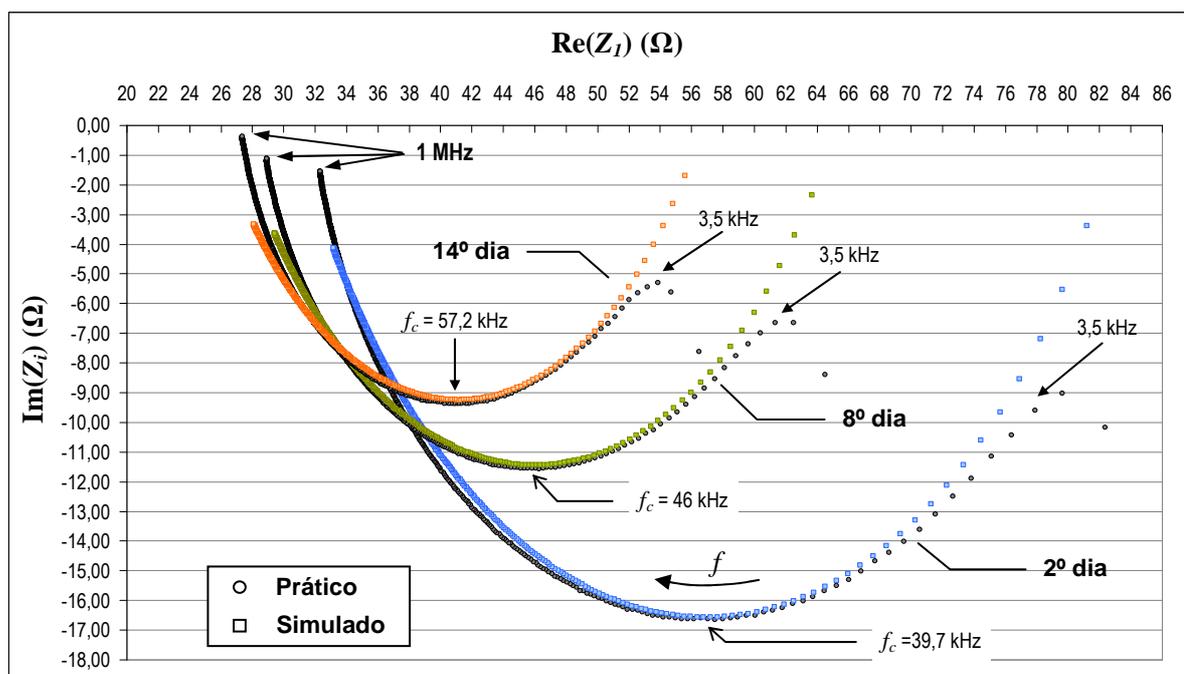


Figura 16 - Diagrama de Wessel para a impedância Z_i medida e simulada para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*. Alguns valores de freqüência estão indicados. Note que a freqüência indicada no ponto de mínimo de cada curva equivale à freqüência característica f_c .

Na prática, deve-se considerar a influência dos eletrodos. A resistência R_s e a capacitância C_s dos eletrodos foram adicionadas em (36) e (37) para que a curva teórica ficasse mais próxima possível da curva prática, resultando em uma impedância Z_1 , cujo circuito equivalente é ilustrado na Figura 17. Portanto, a parte real e a imaginária de Z_1 ficam sendo:

$$\text{Re}(Z_1) = \text{Re}(Z_i) + R_s \quad (38)$$

e

$$\text{Im}(Z_1) = \text{Im}(Z_i) - \frac{1}{\omega \cdot C_s}. \quad (39)$$

As variáveis R_0 , R_∞ , α , C_τ (capacitância que define τ) e C_s foram ajustadas até casarem com os dados experimentais. A Tabela 1 relaciona os valores teóricos encontrados.

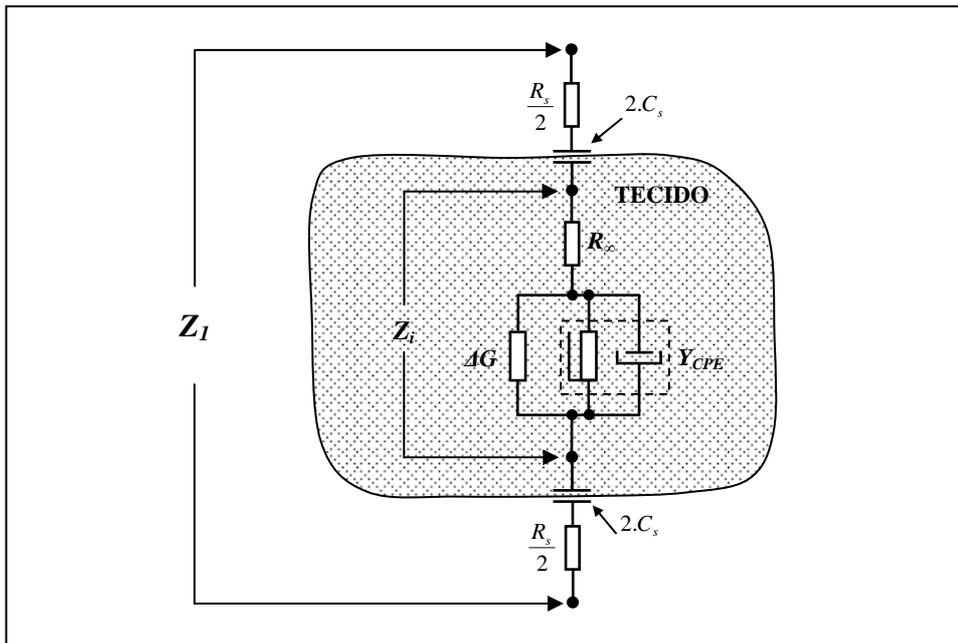


Figura 17 - Circuito equivalente, segundo o modelo de Cole-Cole, considerando a capacitância C_s e a resistência R_s dos eletrodos.

O resultado da simulação realizada usando o modelo da Figura 17 é mostrado na Figura 18. Diferente da resposta teórica apresentada na Figura 16, ao considerar o efeito dos eletrodos fica evidente que, para frequências baixas, a resposta se aproxima da prática.

Tabela 1 - Valores das variáveis utilizadas para simular a impedância Z_I teórica segundo o modelo de Cole-Cole.

Variáveis	2º dia	8º dia	14º dia
R_s [Ω]	0,0	0,0	0,0
C_s [μ F]	25,0	50,0	50,0
R_0 [Ω]	83,0	65,0	56,5
R_∞ [Ω]	30,8	27,0	25,8
C [nF]	80,0	88,0	88,0
α	0,72	0,69	0,69

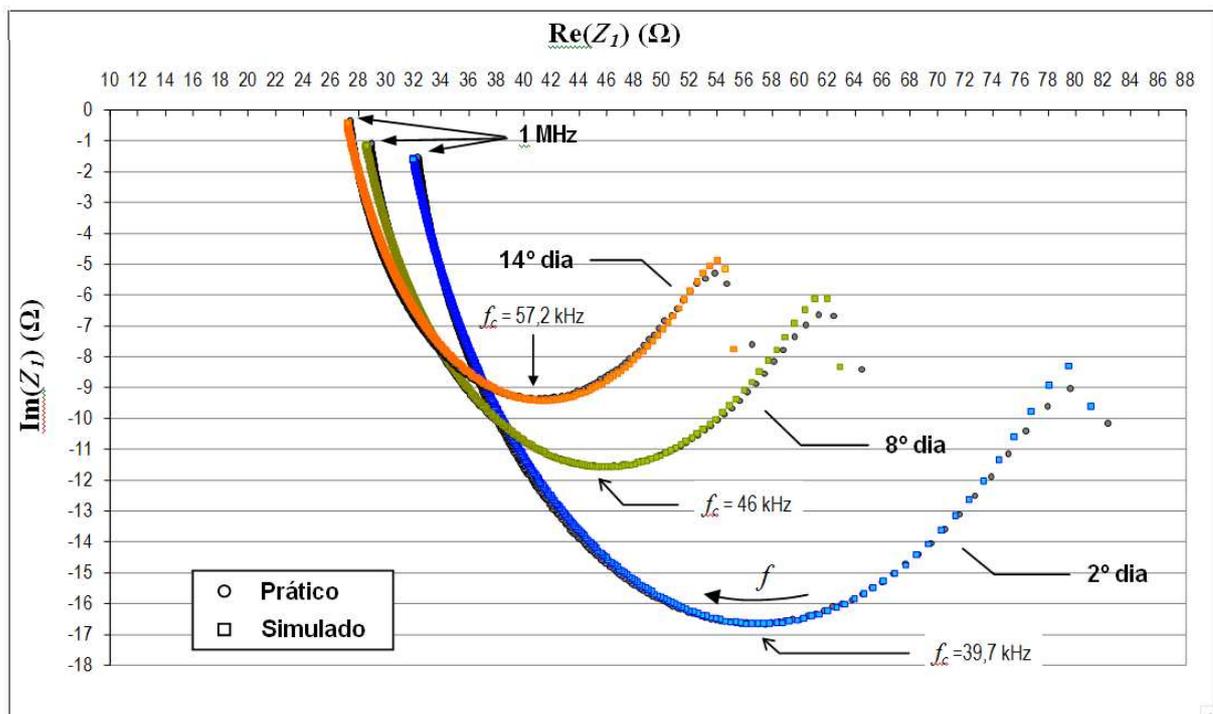


Figura 18 - Diagrama de Wessel para a impedância Z_I medida e simulada, para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*, considerando a influência dos eletrodos.

Seguindo a mesma linha adotada por Damez *et al.* (2007) o modelo de Fricke será usado para representar as resistências extra e intracelular R_e e R_i , respectivamente, e C_m . Estas variáveis, mostradas na Tabela 2, foram obtidas através de R_0 , R_∞ e da impedância em f_c . Nesta “interface” entre modelos, R_e é considerado igual a R_0 , pois ambos são adquiridos quando a frequência tende a zero, ao passo que R_i pode ser determinado pela seguinte equação (dedução no Apêndice D):

$$R_i = \frac{R_0 \cdot R_\infty}{R_0 - R_\infty}. \quad (40)$$

Tabela 2 - Valores das variáveis obtidas, relativas a Z_i , para o modelo de Fricke.

Variáveis *	2º dia	8º dia	14º dia
R_e [Ω]	83,0	65,0	56,5
R_i [Ω]	48,97	46,18	47,48
** C_m [nF]	31,6	31,0	27,3

* R_s e C_s são os mesmos definidos para o modelo de Cole-Cole.

** Medido na frequência característica f_c .

No modelo de Fricke, a capacitância equivalente da membrana C_m está relacionada à frequência característica f_c , portanto, a partir de (12), chega-se a (dedução no Apêndice D):

$$C_m = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{R_e - \text{Re}(Z_i)}{[(R_e + R_i) \cdot ((R_e + R_i) \cdot \text{Re}(Z_i) - R_e \cdot R_i)]}}. \quad (41)$$

A evolução de R_e e R_i pode ser vista na Figura 19. Observa-se que o valor de R_e cai acentuadamente. Isto se deve à exsudação do fluido intracelular, através do rompimento ou pela porosidade das membranas celulares, para o meio extracelular e, conseqüentemente, aumentando seu volume. No caso de R_i , seu valor decresce até o 8º dia, aumentando ligeiramente a partir deste momento até o 14º dia. Este fenômeno ocorre devido à exsudação que, como conseqüência, há redução da quantidade de fluido intracelular (DAMEZ *et al.*, 2007).

Analisando-se os dados práticos e teóricos (Figura 14 até a Figura 16), é possível notar que a resposta simulada, usando o modelo de Cole-Cole, não casa perfeitamente com os resultados práticos. Ao examinar a resposta apresentada na Figura 15, percebe-se que existem grandes discrepâncias para frequências maiores que 200 kHz. Na Figura 16, os desvios em altas frequências (extremidade esquerda da curva) também são visíveis. Em frequências mais baixas, observa-se um caimento nas curvas provocado pela capacitância de contato dos eletrodos C_s . É importante ressaltar que a influência dos eletrodos, prevista nas equações (38) e (39), é representada de forma adequada na simulação. A resistência dos eletrodos R_s , que foi

medida na prática, apresentou um valor muito pequeno, sendo assumido como nulo nas simulações.

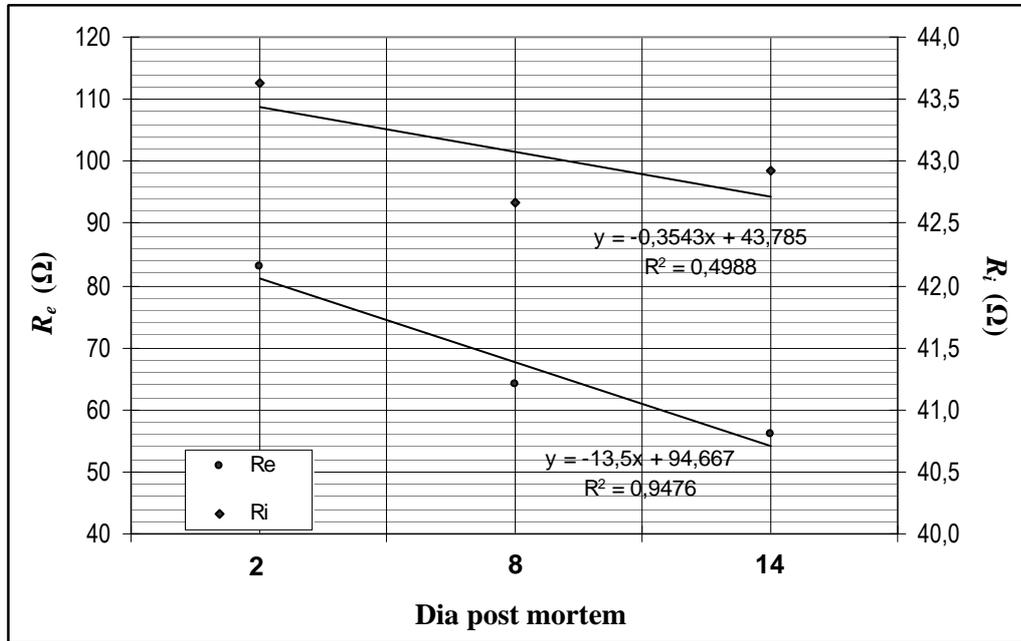


Figura 19 - Evolução de R_e e R_i para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*.

Os desvios observados na resposta para freqüências mais elevadas levou a uma análise mais detalhada do modelo utilizado e das condições de medição. Um fator importante, que não foi considerado até o momento, é a capacitância entre os eletrodos. Este elemento pode ser representado como um capacitor em paralelo com Z_i . Baseado na Figura 17, o novo circuito equivalente é ilustrado na Figura 20.

A impedância Z_2 pode ser calculada partindo de $\text{Re}(Z_i)$ e $\text{Im}(Z_i)$ e resolvendo, primeiramente, o circuito paralelo de Z_i com a impedância de C_p e, por fim, adicionar ao resultado a impedância série dos eletrodos Z_s . Portanto, Z_2 será igual a (ver dedução no Apêndice E):

$$\text{Re}(Z_2) = R_s + \frac{\text{Re}(Z_i)}{(\omega C_p)^2 (\text{Re}^2(Z_i) + \text{Im}^2(Z_i)) + 2(\omega C_p) \text{Im}(Z_i) + 1} \quad (42)$$

e

$$\text{Im}(Z_2) = -\frac{(\omega C_p) (\text{Re}^2(Z_i) + \text{Im}^2(Z_i)) + \text{Im}(Z_i)}{(\omega C_p)^2 (\text{Re}^2(Z_i) + \text{Im}^2(Z_i)) + 2(\omega C_p) \text{Im}(Z_i) + 1} - \frac{1}{\omega C_s} \quad (43)$$

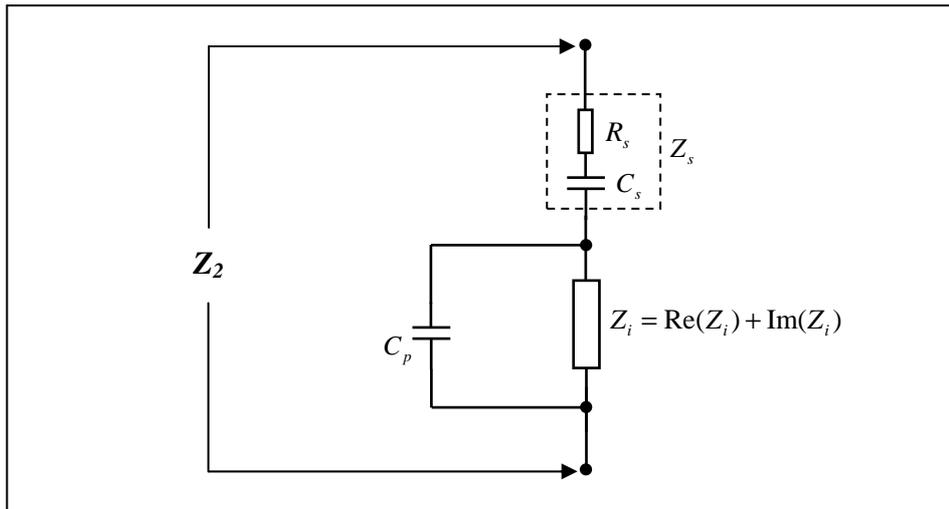


Figura 20 - Circuito equivalente da impedância Z_2 , onde foram consideradas a impedância série Z_s (R_s , C_s) e a capacitância paralela C_p dos eletrodos.

Com base nas equações (42) e (43), novas simulações foram feitas para comparar a resposta teórica com a medida na prática. As Figuras 21 e 22 mostram a parte real e imaginária, respectivamente, da impedância medida e da simulada Z_2 , enquanto que a Figura 23 apresenta o diagrama de Wessel. Na simulação, C_p foi ajustado e pequenas alterações nas variáveis apresentadas na Tabela 1 foram feitas para que a resposta teórica ficasse muito próxima da prática.

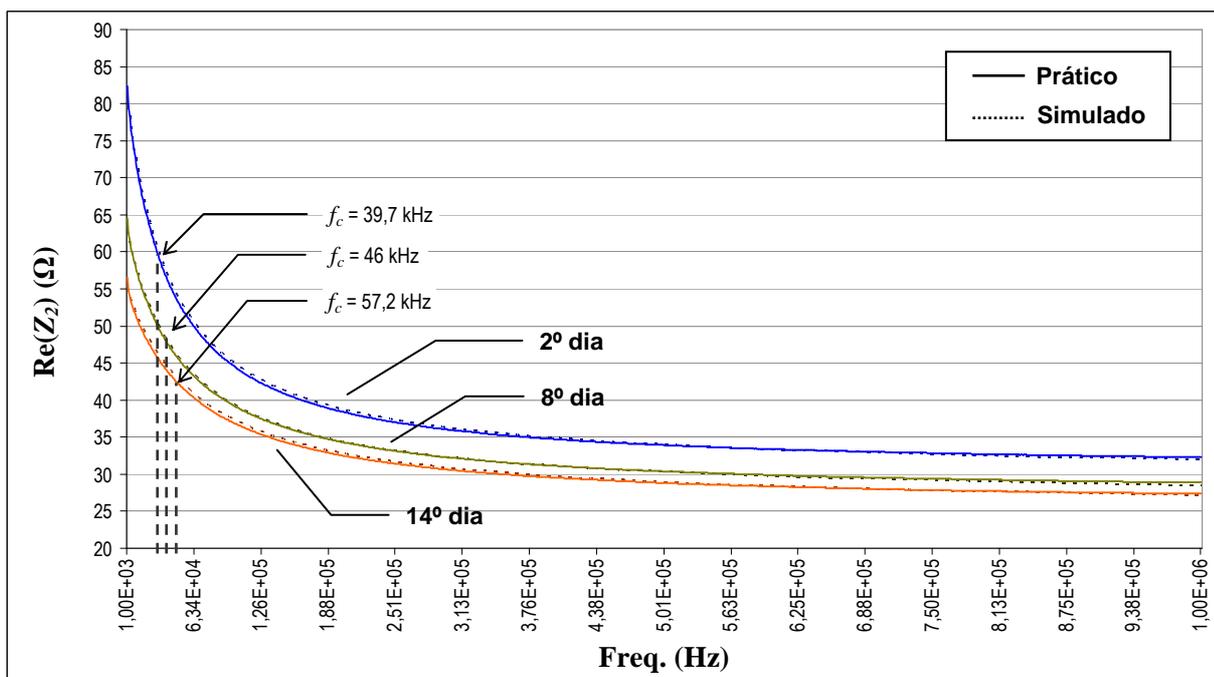


Figura 21 - Parte real de Z_2 ($Re(Z_2)$) medida e simulada através do modelo de Cole para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*.

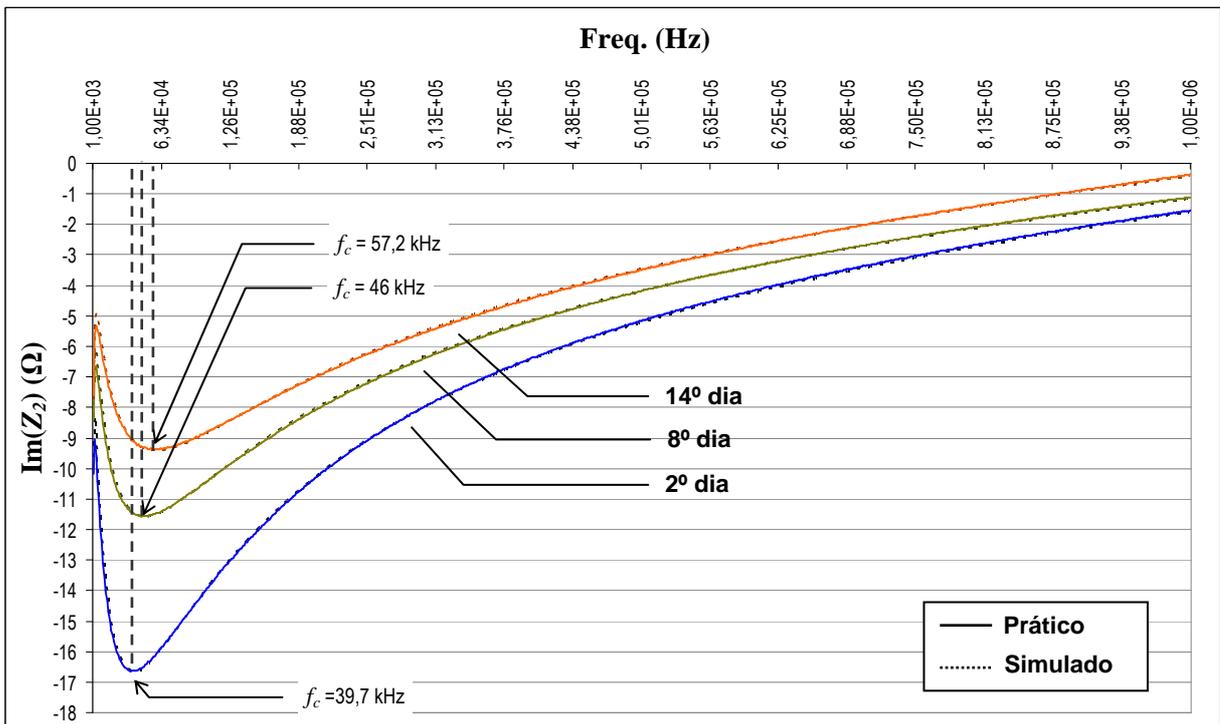


Figura 22 - Parte imaginária Z_2 ($Im(Z_2)$) medida e simulada através do modelo de Cole para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*.

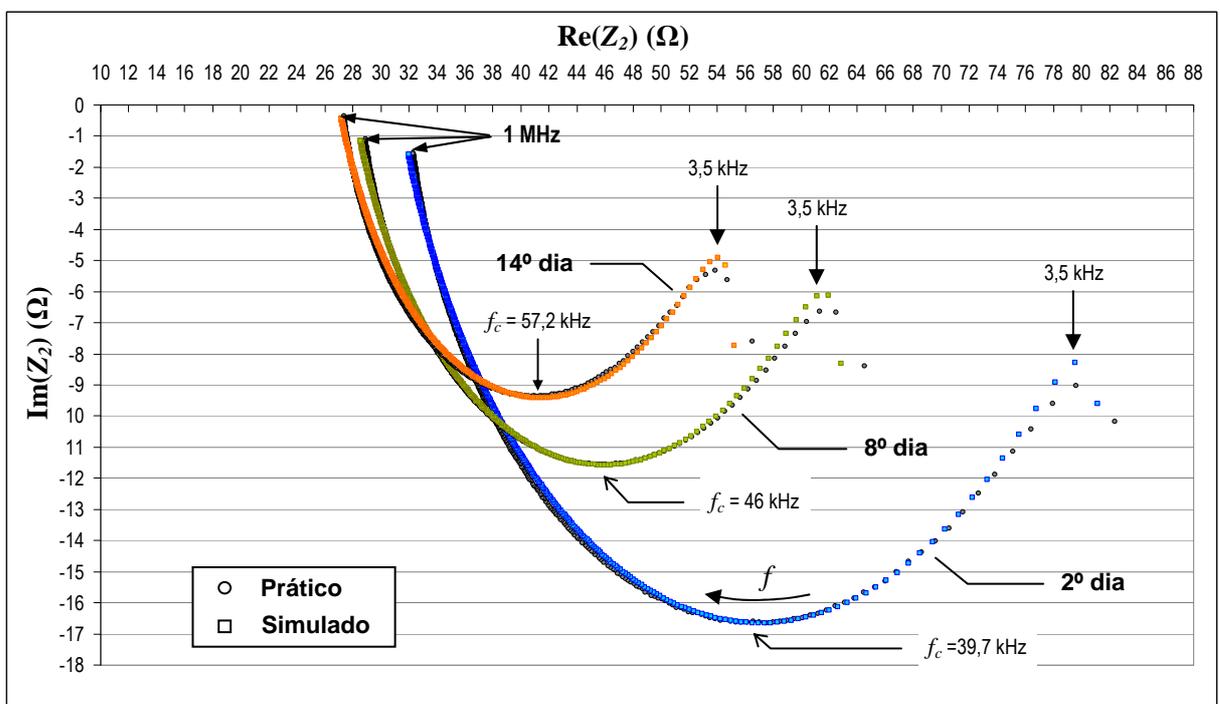


Figura 23 - Diagrama de Wessel de Z_2 medida simulada para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*, considerando o modelo da Figura 20.

Examinando-se os três gráficos, percebe-se que a resposta simulada está muito mais próxima da prática, quando comparada com os resultados das simulações anteriores (ver Figura 14 até a Figura 16). A diferença mais significativa é percebida na Figura 22, onde a capacitância C_p passa a exercer influência em frequências altas (acima de 150 kHz), fazendo com que a resposta teórica fique muito próxima da prática. Da mesma forma, no diagrama de Wessel (Figura 23) a diferença mais notável é evidenciada em frequências elevadas (em R_∞).

As variáveis resultantes desta segunda simulação, ilustradas na Tabela 3, revelam pequenas mudanças quando comparadas com os valores mostrados na Tabela 1. Observa-se uma pequena queda no valor de R_∞ e C . Note que C e ΔR estão inter-relacionados para definir a constante τ . A capacitância C_p não permanece constante, mas sofre aumento progressivo. A Tabela 4 apresenta os valores de R_e , R_i e C_m obtidos através de R_0 , de (40) e (41).

Tabela 3 - Valores das variáveis utilizadas para simular Z_2 através do modelo de Cole-Cole.

Variáveis	2º dia	8º dia	14º dia
R_s [Ω]	0,0	0,0	0,0
C_s [μF]	50,0	50,0	50,0
C_p [pF]	470	530	700
R_0 [Ω]	83,0	64,0	56,0
R_∞ [Ω]	28,6	25,6	24,3
C [nF]	71,0	77,5	75,0
α	0,71	0,705	0,708

Tabela 4 - Valores das variáveis obtidas, relativas a Z_2 , para o modelo de Fricke.

Variáveis*	2º dia	8º dia	14º dia
R_e [Ω]	83,0	64,0	56,6
R_i [Ω]	43,64	42,67	42,93
** C_m [nF]	31,3	29,7	28,9

* R_s e C_s são os mesmos definidos para o modelo de Cole-Cole.

** Medido na frequência característica f_c .

Além do espectro da impedância, os parâmetros P_y e R_∞/R_0 foram determinados. Assumiram-se diferentes frequências para medir R_a e R_b (aproximações de R_∞ e R_0 para fins

práticos) com o objetivo de encontrar uma condição que torne factível a implementação prática do sistema de biotelemetria sem comprometer a sensibilidade de medição. A Figura 24 mostra o parâmetro P_y , sem calibração, do 2º ao 14º dia para diferentes pares de frequência R_a e R_b (obtidos a partir do espectro da impedância medida). Apesar das medições serem feitas em amostras distintas, com temperatura e posicionamento dos eletrodos diferentes, evidenciou-se uma tendência clara de queda no valor de P_y . Percebe-se que a diferença entre o P_y do 2º e do 14º varia de acordo com as frequências escolhidas.

De acordo com a Figura 24, a resposta de P_y para R_{5kHz} e R_{1MHz} é muito próxima daquela obtida para R_{20kHz} e R_{500kHz} . Esta constatação é importante no projeto do sistema de biotelemetria, pois eleva o limite inferior de frequência, de 5 kHz para 20 kHz, e reduz o superior, de 1 MHz para 500 kHz, sem afetar significativamente a amplitude de variação de P_y . A relação de R_{20kHz} e R_{100kHz} leva a uma amplitude menor (ver gráfico $P_y(2d)-P_y(14d)$ interno à Figura 24), enquanto que o P_y de R_{100kHz} e R_{500kHz} tem uma variação muito pequena ao longo do tempo. Como resultado desta análise, as frequências de medição aparentemente mais adequadas são as do par 20 kHz/500 kHz.

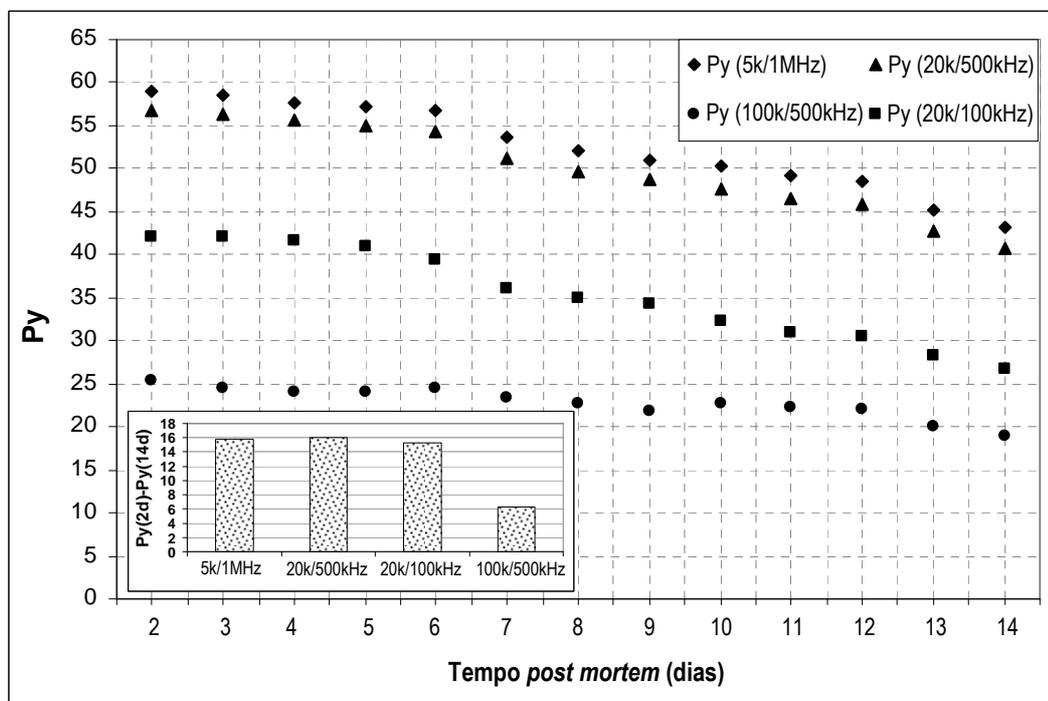


Figura 24 - Parâmetro P_y para diferentes pares de R_a e R_b . O gráfico interno apresenta as diferenças entre o P_y do 2º e 14º dia, relacionando com a frequência dos pares de R_a e R_b .

Os valores obtidos para o parâmetro R_b/R_a , correspondente a R_∞/R_0 ideal, são mostrados na Figura 25. Ao comparar R_b/R_a com P_y mostrado na Figura 24, observa-se que as variações de ambas estão fortemente correlacionadas, inclusive apresentam as mesmas diferenças entre o 2º e o 14º dia para cada R_b/R_a .

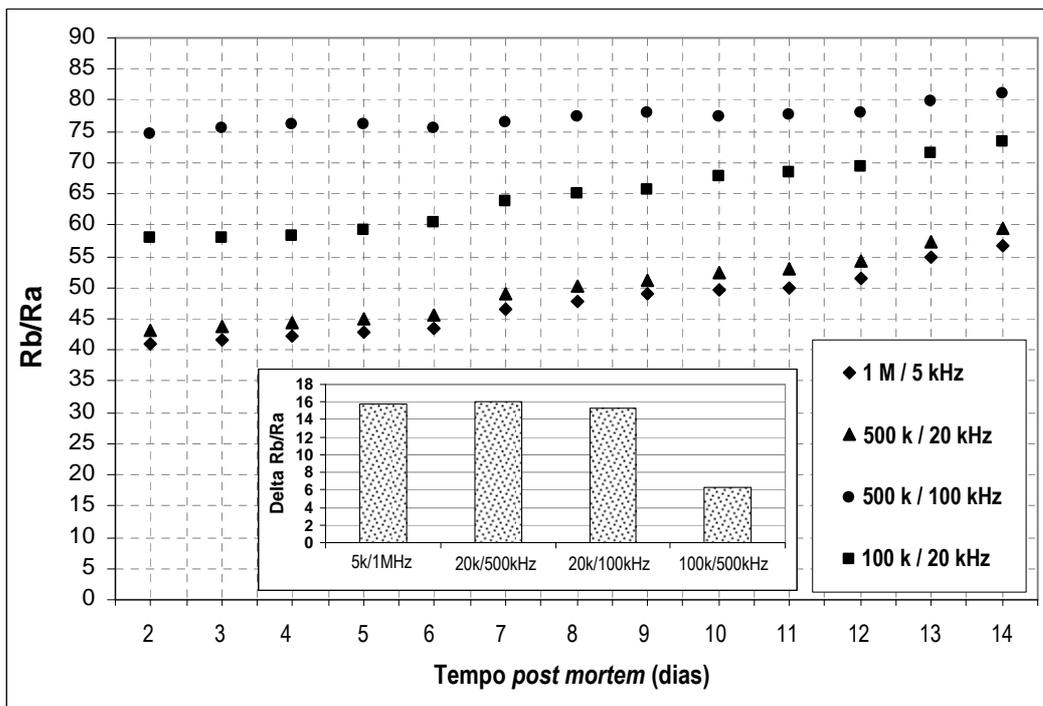


Figura 25 - Parâmetro R_b/R_a , multiplicado por 100, para diferentes pares de R_a e R_b . O gráfico interno apresenta as diferenças entre R_b/R_a do 2º e 14º dia *post mortem*.

3.3.2 Avaliação do processo de conservação de tecido animal

A obtenção do espectro da bioimpedância na sessão anterior permitiu conhecer melhor o comportamento elétrico das amostras de carne ao longo do tempo de maturação. Experimentos foram realizados para verificar o espectro da bioimpedância de amostras de tecido animal armazenadas em temperaturas diferentes, visando identificar, através da impedância, diferentes condições de conservação. Ensaios foram conduzidos em dois grupos de amostras, denominados grupo A e grupo B. Um total de 26 amostras em forma de cubo, com 4 cm de lado, foram extraídas da 9ª a 13ª costela e embaladas a vácuo, seguindo o mesmo procedimento adotado anteriormente. No grupo A, 13 amostras embaladas a vácuo foram estocadas em um refrigerador ajustado para uma faixa de temperatura de 2 a 4 °C. O grupo A foi definido como referência, pois encontra-se dentro das condições adequadas de

conservação. O grupo B foi destinado à observação da impedância em uma condição de conservação inadequada, em que 13 amostras foram mantidas em temperaturas indo de 8 a 10 °C em outro refrigerador.

Do 2° ao 14° dia, a cada 24 horas, uma amostra embalada a vácuo de cada grupo era coletada, sua embalagem removida para medição do *pH* e da impedância, onde eletrodos foram inseridos na direção transversal às fibras musculares. O mesmo tipo de eletrodo mostrado na Figura 13 foi usado. O *pH* de cada amostra foi medido até o 14° dia utilizando-se um peagômetro portátil modelo M2 da marca Digimed. Este equipamento foi calibrado antes do experimento, usando as soluções tampão adequadas. Através de uma abertura feita na amostra, o eletrodo de vidro era inserido no meio úmido do músculo e deixado até a leitura estabilizar. No final das medições, as amostras desembaladas eram descartadas. A Figura 26 mostra os valores de *pH* mensurados no grupo A e a Figura 27 o *pH* do grupo B.

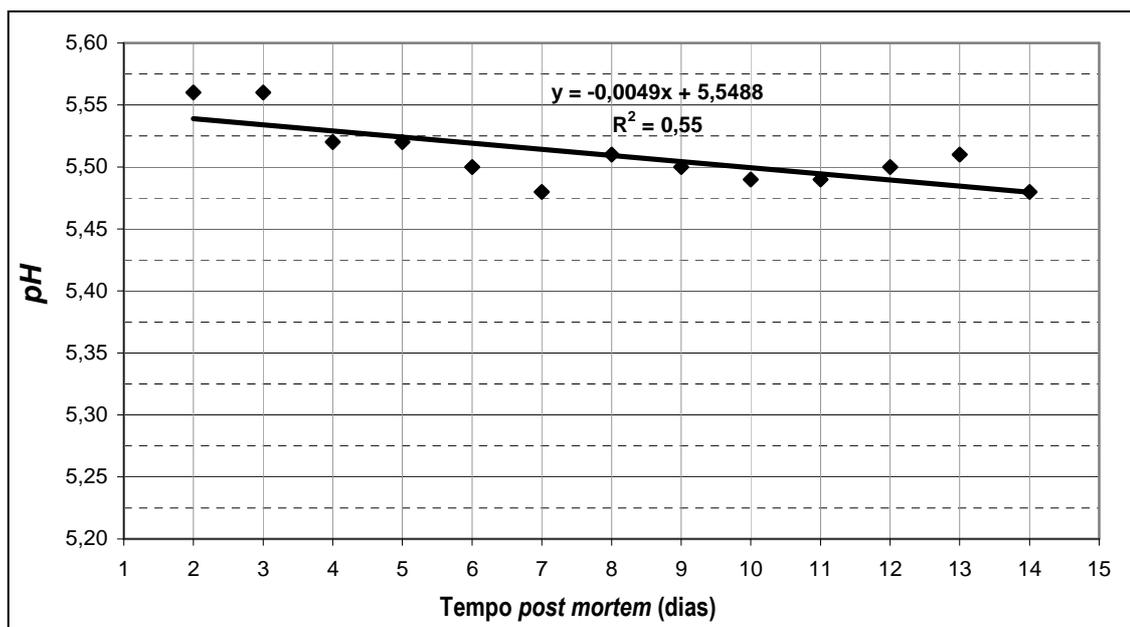


Figura 26 - Resultado da medição do *pH* das amostras do grupo A sujeitas a temperaturas de 2 a 4 °C.

No grupo A podem ser observadas várias oscilações nos valores de *pH* lidos, havendo uma pequena tendência de queda, assim como no grupo B. *A priori*, como a deterioração das amostras do grupo B é mais acentuada, a queda no seu *pH* deve ser mais pronunciada que a do grupo A. Nota-se que há uma diferença pequena na inclinação da reta de regressão do *pH* relativo às amostras do grupo B (Figura 27) quando comparado com àquelas do grupo A (Figura 26). Uma das possíveis causas das oscilações observadas nas medições efetuadas em ambos os grupos foi a quantidade de suco insuficiente no interior da carne para absorção pelo

eletrodo de pH , o qual não é o mais adequado para este tipo de aplicação. Este fato também explica a baixa correlação com a reta de regressão.

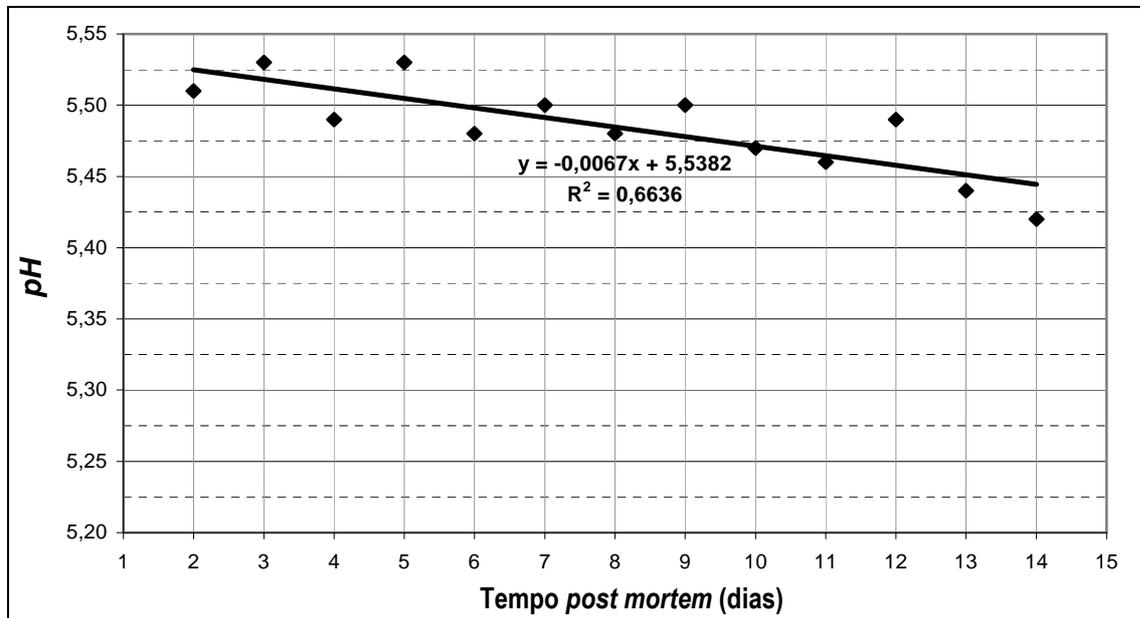


Figura 27 - Resultado da medição do pH das amostras do grupo B sujeitas a temperaturas de 8 a 10 °C.

Apesar do pH das amostras do grupo B não evidenciar claramente uma degradação mais acentuada que no grupo A, verificou-se que próximo ao 14º dia as amostras do grupo B sofreram uma mudança na coloração (para um tom ligeiramente esverdeado), quando comparado com amostra do grupo A, as quais apresentaram uma cor marrom-escura, característica da carne embalada a vácuo. O tom esverdeado é característico da ação de bactérias anaeróbias que produzem sulfeto de hidrogênio, como a *Shewanella putrefaciens*, que é responsável pela formação de sulfomióglobina. Em carnes embaladas a vácuo, esta coloração surge quando a temperatura de conservação fica acima de 6 °C, aparecendo primeiramente no líquido que cerca a carne na embalagem (HOLLEY; GILL, 2005).

Para obter o espectro da impedância Z_i das amostras em uma faixa ampla de frequências foi utilizado o mesmo medidor vetorial de impedância nos experimentos anteriores. Determinou-se uma faixa de varredura indo de 5 kHz a 1 MHz. As curvas práticas correspondentes à parte real e imaginária de cada amostra apresentaram forma semelhante, porém deslocadas aleatoriamente no eixo real e/ou imaginário. Como exemplo, as Figuras 28 e 29 mostram os espectros da parte real e imaginária das amostras do grupo B. Portanto, não foi possível encontrar uma tendência nítida de aumento ou diminuição da impedância ao

longo do período de amostragem analisando-se as curvas como um todo. Um dos motivos destas variações é o fato das amostras de tecido não serem exatamente iguais. Além disso, é difícil colocar os eletrodos perfeitamente alinhados com o sentido das fibras musculares. Outro fator relevante são as possíveis diferenças da temperatura das amostras em cada dia de medição.

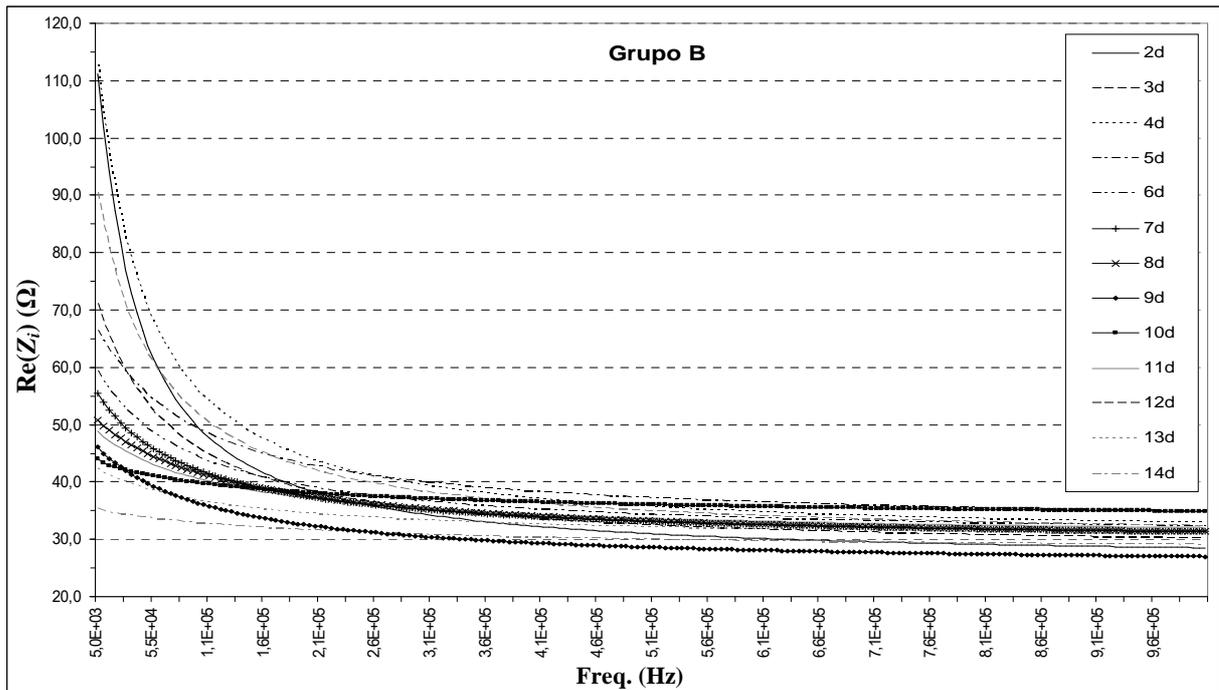


Figura 28 - Espectro de $Re(Z_i)$ das amostras do grupo B, do 2º dia (2d) ao 14º dia (14d) *post mortem*.

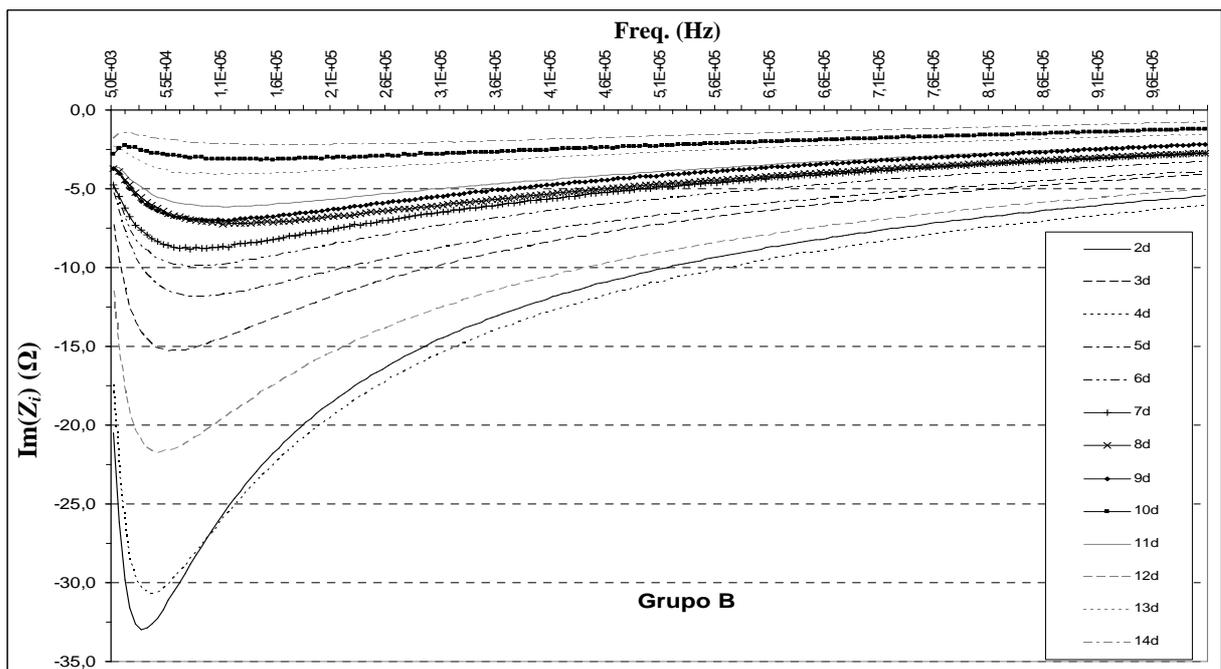


Figura 29 - Espectro de $Im(Z_i)$ das amostras do grupo B, do 2º dia (2d) ao 14º dia (14d) *post mortem*.

Em virtude dos espectros pouco correlacionados, não foi possível chegar a uma conclusão clara sobre o grau de deterioração sofrida pelos dois grupos de amostras. Com o intuito de eliminar os efeitos provocados pelas diferenças de temperatura, por artefatos de movimento nos eletrodos e na sua colocação, buscou-se determinar o parâmetro P_y de cada amostra de ambos os grupos a partir das informações contidas nos espectros medidos. Da mesma forma que no experimento anterior, foram assumidas diferentes frequências para medir R_a e R_b . A Figura 30 mostra o parâmetro P_y , sem calibração, do 2º ao 14º dia para diferentes pares de frequência R_a e R_b (obtidos a partir do espectro da impedância medida). Observa-se que existem oscilações entre os valores de P_y obtidos em ambos os grupos, o que não permite concluir se os valores de P_y do grupo B têm uma tendência maior de queda que os do grupo A, por exemplo. No entanto, para chegar a uma conclusão, é necessário medir o P_y de diversas amostras, para um determinado grupo, no mesmo dia e efetuar a média destes a fim de obter valor médio que expresse de forma mais fiel à tendência deste parâmetro ao longo do tempo, conforme foi feito no experimento anterior. De modo geral, constata-se que, tanto para o grupo A quanto para o grupo B, os valores de P_y decrescem ao longo do período de maturação.

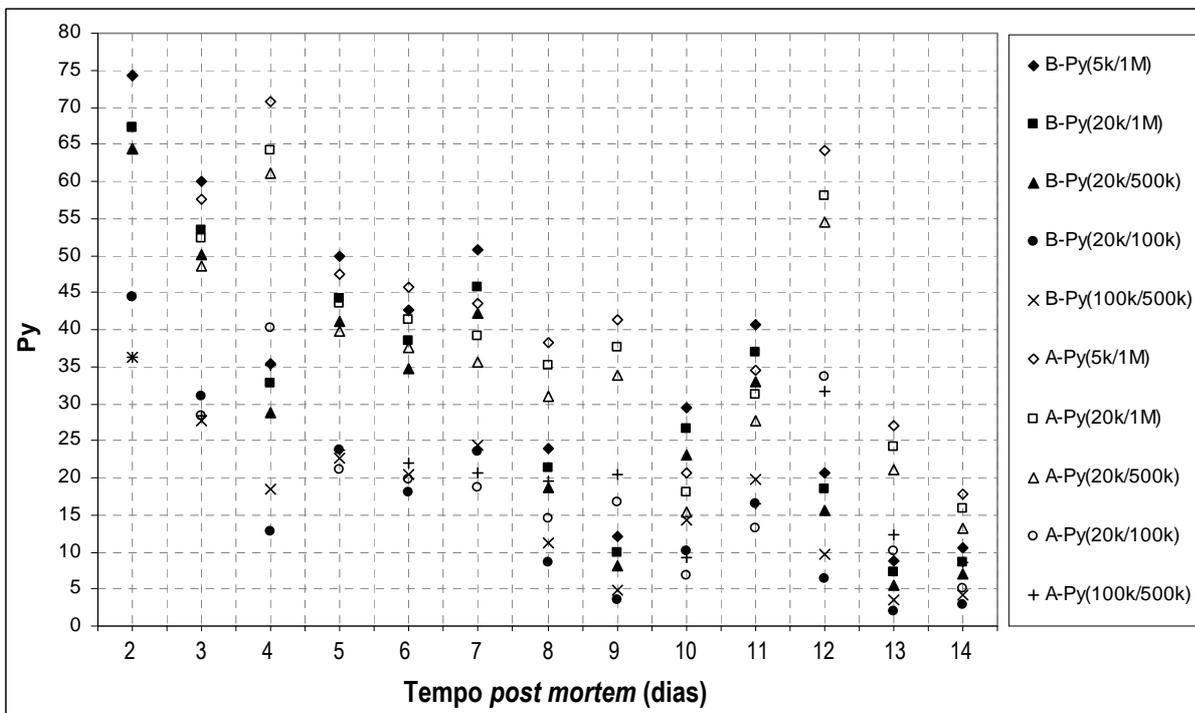


Figura 30 - P_y medido para os grupos A (2 a 4 °C) e B (8 a 10 °C) em diferentes pares de frequências para R_a e R_b .

Existem duas formas de encontrar o valor médio de P_y . A primeira delas consiste em medir o P_y de n amostras diferentes a cada dia. Este seria equivalente ao procedimento adotado na medição do pH , onde cada amostra precisava ser retirada da embalagem a vácuo, mensurada e descartada. Neste caso, seriam necessárias $28*n$ amostras para dois grupos. Supondo um valor de n igual a 10, o número de amostras passaria para 280. Este grande número de amostra é indesejável, pois o processo de medição se tornaria trabalhoso e consumiria um longo tempo. A segunda forma se baseia na medida das mesmas n amostras todos os dias, ou seja, as n amostras são mantidas na embalagem a vácuo, são mensuradas e estocadas de novo para que nos dias seguintes estas mesmas n amostras sejam medidas novamente e assim sucessivamente até o 14º dia. Isto é possível por meio de eletrodos que permitem a medição através de fios, que saem da embalagem, ou ainda com o uso de uma unidade sensora inserida na amostra. O uso de fios pode levar a perda de vácuo devido à interface entre o meio interno e externo criada pelos condutores, sendo válido somente para estas condições típicas de laboratório. Usando uma unidade sensora, este risco é eliminado. Outra vantagem desta última solução consiste da facilidade de medição, pois basta aproximar uma unidade de leitura à unidade sensora.

3.3.3 Influência da temperatura na medição da bioimpedância

As propriedades elétricas dos tecidos dependem da temperatura a que estão submetidos. A viscosidade dos fluidos celulares é diretamente influenciada pela temperatura, provocando alterações na mobilidade iônica e, conseqüentemente, na condutividade do tecido. O coeficiente de condutividade da maioria dos eletrólitos fica entre 2 a 2,5%/°C (LEPETIT *et al*, 2002). Estudos realizados em tecidos submetidos à hipertermia constataram um aumento de aproximadamente 2%/°C até a temperatura de 40 °C e frequência de 1 GHz (MIKLAVČIČ; PAVŠELJ; HART, 2006; ESRICK; MCRAE, 1994).

Um experimento bastante simples foi realizado com a finalidade de verificar o grau de influência da temperatura no espectro da impedância da carne medida e no parâmetro P_y . Uma amostra de carne, do mesmo tipo que as usadas nos experimentos anteriores, recebeu os eletrodos com fios e o espectro da impedância foi adquirido para as temperaturas de 5 e 12 °C. No procedimento adotado, a amostra foi retirada do refrigerador a uma temperatura inferior a 4 °C, os eletrodos foram colocados e um termômetro de mercúrio foi inserido ao lado dos eletrodos até atingir o meio da amostra. Com o aumento da temperatura da amostra, em função desta ganhar calor do ambiente externo, foi possível realizar as medidas nas

temperaturas de interesse. A parte real do espectro da bioimpedância é mostrada na Figura 31 e a parte imaginária na Figura 32.

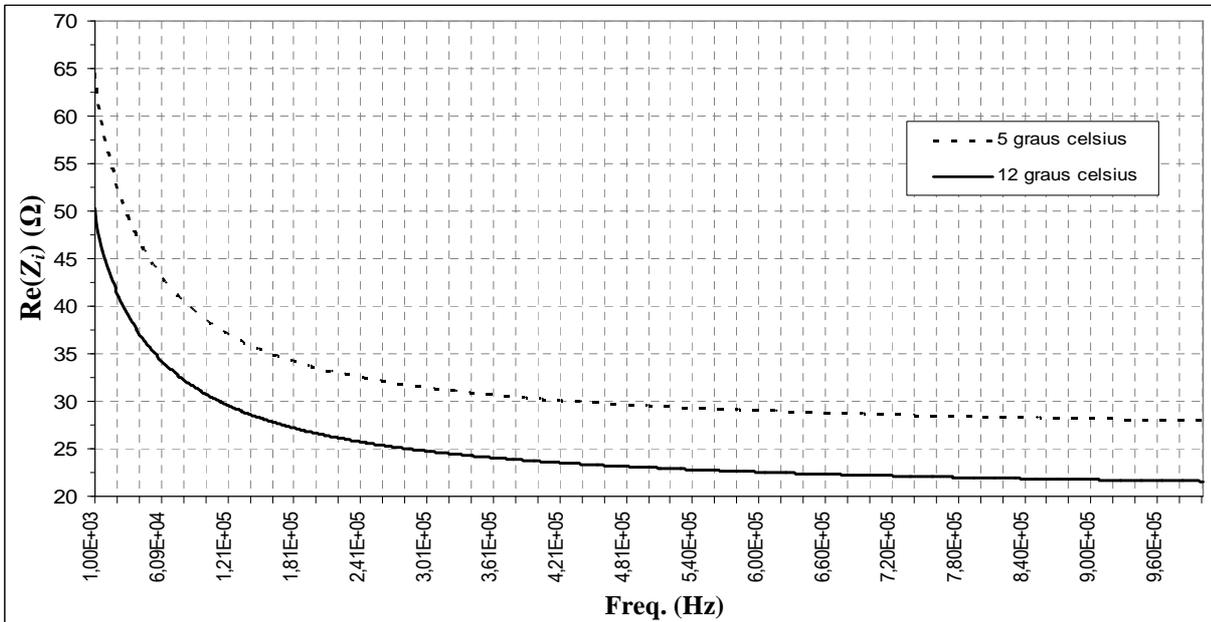


Figura 31 - Espectro da parte real da impedância para uma amostra de carne submetida às temperaturas de 5 e 12 °C.

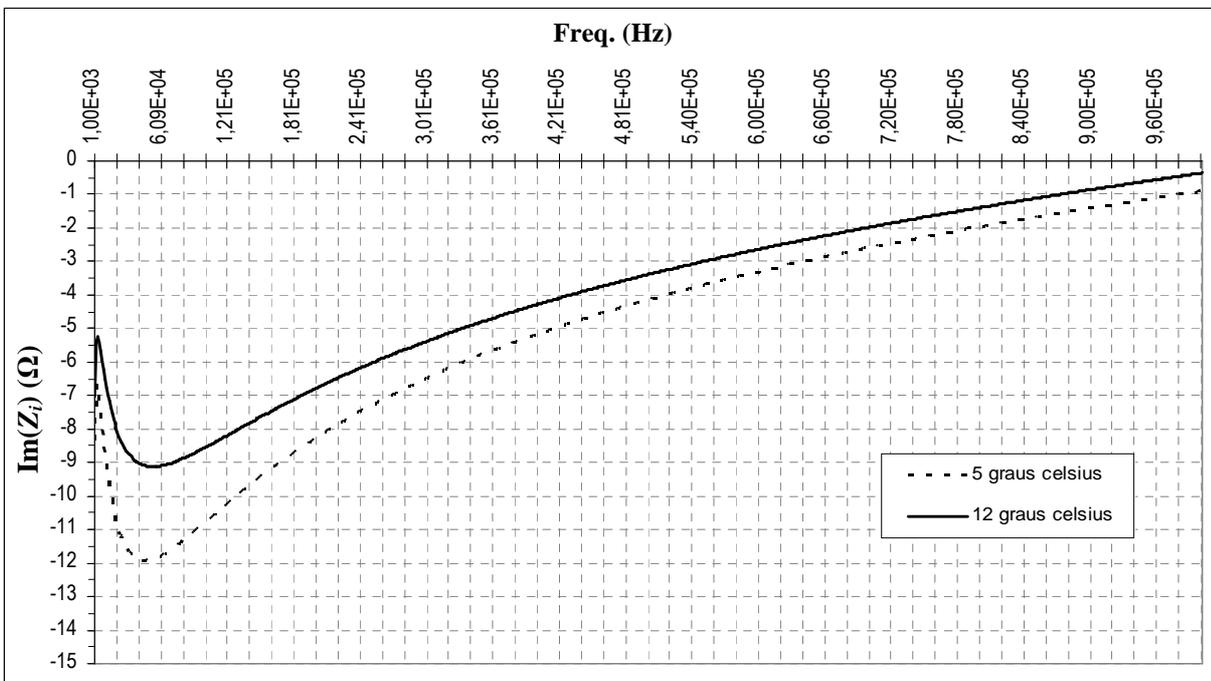


Figura 32 - Espectro da parte imaginária da impedância para uma amostra de carne submetida às temperaturas de 5 e 12 °C.

A Tabela 5 apresenta os valores das partes real e imaginária da bioimpedância, coletados a partir dos espectros mostrados nas Figuras 18 e 19, para as frequências de 20, 100 e 500 kHz, de P_y , com base nos valores de $\text{Re}(Z_i)$ e $\text{Im}(Z_i)$ da tabela, para os pares de frequência de 20 kHz/500 kHz e 20 kHz/100 kHz e, também, a variação percentual em função da temperatura ($\Delta(\%)/^\circ\text{C}$) para cada parâmetro relacionado. Observe que a relação $\Delta(\%)/^\circ\text{C}$ varia de -3,67 a 3,04 para $\text{Re}(Z_i)$ e $\text{Im}(Z_i)$, enquanto que para P_y vai de -0,59 a 0,15. Estes resultados indicam que P_y é consideravelmente menos susceptível às oscilações de temperatura que $\text{Re}(Z_i)$ e $\text{Im}(Z_i)$ isolados.

Tabela 5 - Valores da parte real e imaginária da bioimpedância para as frequências de 20, 100 e 500 kHz, de P_y para os pares de frequência de 20 kHz/500 kHz e 20 kHz/100 kHz e variação percentual em função da temperatura ($\Delta(\%)/^\circ\text{C}$).

F (kHz)	Re(Z_i) (Ω)			Im(Z_i) (Ω)			P_y	
	20	100	500	20	100	500	20/500	20/100
5 °C	52,88	38,56	29,52	-10,74	-10,80	-4,15	44,17	27,07
12 °C	41,60	30,80	23,02	-7,98	-8,56	-3,40	44,65	25,95
$\Delta(\%)/^\circ\text{C}$	-3,04	-2,87	-3,14	-3,67	-2,96	-2,60	0,15	-0,59

3.4 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

Com o foco direcionado na medição da impedância de carnes, alguns experimentos foram conduzidos de modo a obter os espectros da impedância, o parâmetro P_y e a razão R_∞/R_0 em diferentes condições. Neste primeiro ensaio, a resposta espectral foi auferida em amostras de carne embaladas a vácuo, submetidas a temperaturas de 2 a 4 °C e ao longo de 14 dias *post mortem*. Os resultados obtidos no 2°, 8° e 14° dia *post mortem* foram apresentados na forma de gráficos, relacionando as partes real e imaginária com a frequência e através de diagramas de Wessel. Simulações efetuadas com base no modelo de Cole-Cole, abordado no capítulo anterior, foram comparados com os espectros práticos. Mesmo ajustando os parâmetros de simulação com precisão, não foi possível chegar a uma boa aproximação com relação à resposta prática. Analisando estes resultados, constatou-se que as discrepâncias estavam relacionadas com os eletrodos, o que exigiu uma modelagem específica. A partir

disso, as equações para a impedância já existentes foram alteradas de modo a considerar os efeitos dos eletrodos. Como resultado, as simulações mostraram uma boa aproximação com relação aos espectros medidos. Os valores de P_y foram obtidos através de valores de $\text{Re}(Z_i)$, em determinados pares de frequências, contidos na resposta espectral, considerando todos os dias de medição. Em todos os casos verificou-se que o valor de P_y diminui com o passar dos dias *post mortem*. Alguns pares de frequência foram testados para representar R_0 e R_∞ (ou R_a e R_b , respectivamente), visando encontrar o par que levaria a uma maior amplitude de P_y , ou seja, a uma maior diferença entre o P_y do 2º dia e do 14º dia. Dentre as frequências avaliadas, constatou-se que os pares 20 kHz/500 kHz e 20 kHz/100 kHz resultam em valores de P_y com as maiores variações ao longo do tempo.

Em uma segunda etapa, foram realizados experimentos com o intuito de avaliar o *pH* e a impedância de amostras submetidas a duas condições de conservação. No primeiro grupo de amostras (A), submetidas a temperaturas entre 2 e 4 °C, os valores de *pH* medidos revelaram uma tendência de queda muito semelhante às amostras do segundo grupo (B), cuja temperatura de conservação definida foi de 8 a 10 °C. Aparentemente, a reta de regressão do *pH* do grupo B mostrou uma tendência de queda maior que a do grupo A. A baixa correlação do *pH* medido, relativo às retas de regressão de ambos os grupos, não permite diferenciar, de forma quantitativa e confiável, o grau de conservação das amostras de cada grupo. Na análise dos valores de P_y (Figura 30), não foi possível identificar uma tendência entre os mesmos pares de frequências para ambos os grupos. Acredita-se que a média de P_y para um número maior de amostras possa discriminar, de forma nítida, o estado de conservação das amostras dos dois grupos.

Na prática, constatou-se que a temperatura é um fator que exerce uma influência significativa na impedância da carne. Os espectros medidos para duas temperaturas diferentes demonstraram que há um deslocamento sistemático na resposta espectral. Observou-se que a variação máxima da parte real e imaginária foi de 6,71%/°C, enquanto que o P_y , para dois pares de frequências, sofreu uma variação máxima de apenas 0,74%/°C. Estes resultados deixam claro que o P_y é menos influenciado pela temperatura. Apesar disso, é desejável que a variação térmica durante os experimentos seja a menor possível.

CAPÍTULO 4

MÉTODO E SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PARA MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA

4.1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de biotelemetria representam uma ferramenta valiosa para o monitoramento de parâmetros e eventos fisiológicos, no diagnóstico de patologias, para a aquisição da bioimpedância intracorpórea localizada, entre outras aplicações. Os sistemas de biotelemetria passivos são vantajosos, uma vez que é possível projetar um implante bastante simples, de fácil fabricação, com pequenas dimensões externas e de baixo custo. Geralmente, estes sistemas são formados por uma unidade de leitura e por outra implantável (interna). A unidade de leitura pode ser caracterizada como ressonante ou não-ressonante, assim como a implantável, dependendo do circuito utilizado. Diversos tipos de transdutores passivos podem ser utilizados na unidade implantável. Geralmente, a informação obtida pelo transdutor é levada até a unidade de leitura através do acoplamento magnético que existe entre as bobinas da unidade de leitura e do implante.

Neste capítulo, o sistema de biotelemetria desenvolvido por Bertotti e Abatti (2010b) será apresentado, bem como a modelagem matemática usada para encontrar às equações que definem a parte real e imaginária da bioimpedância a ser medida pelo sistema. Algumas condições desejáveis e limitações do sistema, obtidas através de uma análise mais detalhada do circuito, serão abordadas. O sistema prático desenvolvido será apresentado, juntamente com as simulações realizadas visando determinar o efeito de erros, introduzidos em seus elementos, na resposta final deste sistema. Finalmente, os resultados obtidos nas simulações serão avaliados em termos das equações desenvolvidas.

4.2 SISTEMA DE BIOTELEMETRIA E TÉCNICA DE MEDIÇÃO

O sistema de biotelemetria que será usado para medição da bioimpedância localizada pode ser, de forma simplificada, representado pela unidade de leitura, formada por um circuito RLC série (R_1 , L_1 e C_1), e uma unidade implantável constituída de uma bobina (L_2) e um par de eletrodos (e_1 , e_2), conforme mostrado na Figura 33(a). A indutância mútua M_{12} é o resultado do acoplamento magnético entre L_1 e L_2 e pode ser definida como (IRWIN, 2000, p. 309-332):

$$M_{12} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}, \quad (44)$$

onde k é o coeficiente de acoplamento entre L_1 e L_2 e varia de 0 a 1.

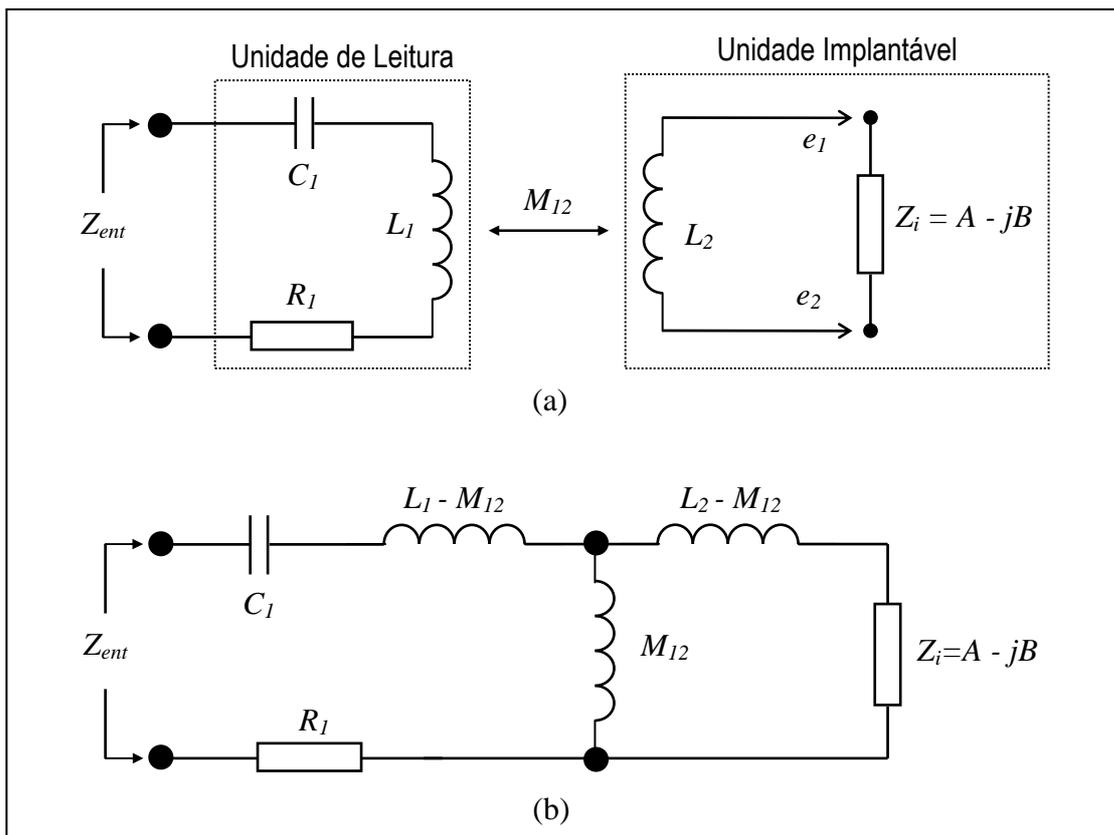


Figura 33 - Circuitos elétricos do sistema de biotelemetria. (a) Circuitos da unidade de leitura e implantável. (b) Circuito equivalente obtido a partir do modelo T de transformadores.

O objeto de medição é a bioimpedância Z_i , a qual pode ser expressa por suas componentes real (A) e imaginária ($-B$). Observa-se que o sinal negativo na parte imaginária

de Z_i define a reatância capacitiva resultante do modelo da bioimpedância para tecidos biológicos. As mudanças em Z_i serão refletidas no circuito da unidade de leitura que, conseqüentemente, resulta em alterações na impedância Z_{ent} de entrada do sistema.

4.2.1 Modelagem do Sistema de Biotelemetria

Os circuitos da unidade de leitura e da unidade implantável, ilustrados na Figura 33(a), podem ser expressos como um único circuito equivalente. Usando-se o modelo T de transformadores chega-se ao circuito mostrado na Figura 33(b). Neste circuito, a indutância mútua M_{12} passa a ser um componente do sistema e aparece associada aos outros dois elementos indutivos. A impedância de entrada Z_{ent} pode ser equacionada como:

$$Z_{ent} = R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} + j(\omega L_1 - \omega M_{12}) + j\omega M_{12} // (j\omega(L_2 - M_{12}) + Z_i). \quad (45)$$

Resolvendo-se o circuito paralelo chega-se a:

$$Z_{ent} = R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} + j\omega L_1 - j\omega M_{12} + \frac{j\omega M_{12} \cdot (j\omega(L_2 - M_{12}) + Z_i)}{j\omega M_{12} + j\omega L_2 - j\omega M_{12} + Z_i}. \quad (46)$$

Efetuada simplificações em (46) e isolando $j\omega M_{12}$ resultará em:

$$Z_{ent} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) - \frac{(\omega M_{12})^2}{Z_i + j\omega L_2}. \quad (47)$$

Considerando que:

$$\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = Z_0 \quad (48)$$

e manipulando (47) resultará em:

$$(Z_{ent} - R_1 - jZ_0)(Z_i + j\omega L_2) - (\omega M_{12})^2 = 0. \quad (49)$$

Isolando Z_i chega-se a:

$$Z_i = \frac{(\omega M_{12})^2 - \omega L_2 Z_0 - j\omega L_2 (Z_{ent} - R_1)}{(Z_{ent} - R_1 - jZ_0)}. \quad (50)$$

O objetivo agora é isolar as componentes real e imaginária de Z_i , levando às equações que definem A e B . Para isto, é necessário decompor Z_{ent} em suas partes real (Z_R) e imaginária (Z_{IM}), tornando (50) igual a:

$$Z_i = \frac{(\omega M_{12})^2 - \omega L_2 Z_0 - j\omega L_2 (Z_R + jZ_{IM} - R_1)}{(Z_R + jZ_{IM} - R_1 - jZ_0)}. \quad (51)$$

Realizando as multiplicações cabíveis em (51) tem-se:

$$Z_i = \frac{(\omega M_{12})^2 + \omega L_2 (Z_{IM} - Z_0) - j\omega L_2 (Z_R - R_1)}{(Z_R - R_1) + j(Z_{IM} - Z_0)}. \quad (52)$$

A fim de minimizar (52) e facilitar os cálculos posteriores, definem-se os seguintes termos:

$$D = (Z_R - R_1) \quad (53)$$

e

$$F = (Z_{IM} - Z_0). \quad (54)$$

Então, a equação (52) poder ser representada como:

$$Z_i = \frac{(\omega M_{12})^2 + \omega L_2 F - j\omega L_2 D}{D + jF}. \quad (55)$$

Multiplicando o numerador e denominador de (55) pelo conjugado do denominador e isolando-se as partes real e imaginária chega-se a:

$$Z_i = \frac{D(\omega M_{12})^2}{D^2 + F^2} - j \frac{\omega L_2 (D^2 + F^2) + F(\omega M_{12})^2}{D^2 + F^2} = A - jB. \quad (56)$$

Portanto, A e B podem ser expressos como:

$$A = \frac{D(\omega M_{12})^2}{D^2 + F^2} \quad (57)$$

e

$$B = \frac{\omega L_2 (D^2 + F^2) + F(\omega M_{12})^2}{D^2 + F^2}, \quad (58)$$

respectivamente.

Para obter A e B é preciso conhecer Z_{ent} e o valor dos elementos do sistema (R_1, L_1, C_1, L_2 e M_{12}), os quais podem ser medidos e seus valores, em princípio, permanecem constantes, exceto M_{12} que depende do acoplamento entre L_1 e L_2 . É importante observar que as equações (57) e (58) são independentes.

Observa-se ainda que (57) e (58) são função de M_{12} , o qual depende de L_1, L_2 e k , conforme (44). Evidentemente, M_{12} vai ser influenciada pela distância entre L_1 e L_2 . Como não é possível eliminar k no equacionamento feito, resta evitar que este varie na prática. Uma vez que a interface entre a unidade sensora e a bobina de leitura é formada por uma camada plástica de pouca elasticidade (embalagem plástica que envolve a amostra de carne), a distância entre L_1 e L_2 permanece praticamente constante. Uma marcação (pintura) realizada na superfície da bobina L_2 facilita o alinhamento com L_1 , porém torna o processo de medição mais lento. No entanto, é possível minimizar as variações de M_{12} .

4.3 CARACTERÍSTICAS E LIMITAÇÕES DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA

Fazendo uma análise mais detalhada do circuito apresentado na Figura 33(b) observa-se que existem algumas condições vantajosas e alguns problemas também. Uma condição desejável é que L_2 seja igual a M_{12} , anulando o elemento reativo $L_2 - M_{12}$. Isto faz com que Z_i fique diretamente em paralelo com M_{12} (ver Figura 33), aumentando a sensibilidade de medição. Na prática, ao realizar as medições na frequência de ressonância f_0 da unidade de leitura o termo Z_0 é nulo e pode ser eliminado das equações, evitando que erros nos valores medidos de L_1 ou C_1 provoquem desvios significativos em Z_i . Ambas as condições provêm simplificações em (45), resultando em:

$$Z_{ent} = R_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{A + j(\omega M_{12} - B)}. \quad (59)$$

Equacionando (56), Z_i fica sendo:

$$Z_i = \frac{D \cdot (\omega M_{12})^2}{D^2 + Z_{IM}^2} - j \frac{\omega M_{12} \cdot (D^2 + Z_{IM}^2) + Z_{IM} \cdot (\omega M_{12})^2}{D^2 + Z_{IM}^2} = A - jB. \quad (60)$$

As diferenças observadas entre (56) e (60) se resumem à mudança de F para Z_{IM} , uma vez que Z_0 é nulo, e de ωL_2 para ωM_{12} na parte imaginária, respectivamente. Esta condição pode ser detectada em medições práticas, quando o módulo de Z_{ent} é mínimo ou quando sua

fase é nula, considerando-se apenas a unidade de leitura desacoplada do implante, ou seja, o circuito $R_1L_1C_1$. Neste contexto, como C_1 não aparece em (60), erros em seu valor não afetarão a resposta de Z_i . Já a condição de que L_2 seja igual a M_{12} é mais difícil de ser estabelecida, pois depende dos valores de L_1 , L_2 e, principalmente, de k .

Hara (2008) fez uma análise em um circuito composto de uma bobina L_1 (de leitura) acoplada magneticamente a uma bobina L_2 (implante) que é, por sua vez, conectada a uma impedância Z_L qualquer. O objetivo consistiu em determinar quais seriam as condições para que a influência de Z_L na impedância de entrada Z_{ent} fosse maximizada. Uma destas condições, que será aplicada no sistema de biotelemetria proposto, é de que o valor de L_1 deve ser o maior possível.

Apesar de haver algumas condições favoráveis que podem ser exploradas, o sistema apresenta, também, alguns inconvenientes. O primeiro deles é que a reatância ωM_{12} , que está em paralelo com o ramo de Z_i , é dependente da frequência. Se ωM_{12} for menor que $|Z_i|$, a influência de Z_i em Z_{ent} será reduzida, diminuindo a sensibilidade de medição. Portanto é necessário maximizar esta reatância, a qual depende da frequência e da indutância mútua M_{12} . Evidentemente, quanto maior forem os valores de L_1 , L_2 e k maior será M_{12} . O valor de k depende de vários fatores, dentre eles a geometria dos indutores, posição espacial relativa, tipo de núcleo, entre outros. O segundo problema está associado à queda da permeabilidade dos núcleos de ferrite empregados em L_1 e L_2 para altas frequências ($f > 1$ MHz) e, conseqüentemente, diminuindo o ganho de indutância desejável que estes núcleos proporcionam a estes indutores. Outro problema é a influência das capacitâncias parasitas intrínsecas distribuídas nestes indutores, principalmente em L_1 que, *a priori*, tem uma indutância muito maior que L_2 . Estas capacitâncias transformam um indutor ideal em um circuito LC ou “tanque” que possui uma frequência de ressonância própria f_{rL1} dada por (IRWIN, 2000, p. 309-332):

$$f_{rL1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_p}}, \quad (61)$$

onde C_p representa a resultante das capacitâncias parasitas de L_1 .

Em f_{rL1} as reatâncias capacitivas e indutivas se anulam, e acima dela o indutor passa a apresentar uma reatância capacitiva predominante, ou seja, atua como um capacitor. Na prática, L_1 também possui uma resistência intrínseca, denominada RL_1 , que é representada como uma resistência em série com o circuito tanque. Visando manter o circuito da Figura 33(a), assume-se que R_1 passa a agregar RL_1 . Quanto maior for o valor de R_1 menor será a

sensibilidade de medição de Z_i . Logo, é interessante que R_l seja o menor possível e que o sistema opere em uma frequência bem mais baixa que a de auto-ressonância de L_1 e L_2 .

4.4 ESPECIFICAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA

De acordo com o capítulo 2 e com os resultados preliminares abordados no capítulo anterior, o sistema de biotelemetria será projetado para medir o parâmetro P_y . Para determinar P_y , é necessário medir a parte real da bioimpedância em 2 frequências distintas f_a e f_b . Através dos resultados das medições práticas da bioimpedância obtidas no capítulo 2, feitas em uma faixa de frequências 1 kHz a 1 MHz, concluiu-se que $\omega \cdot M_{12}$ deve ser maior que 50Ω a fim de garantir uma boa sensibilidade de medição. Supondo que o sistema seja projetado para trabalhar com uma frequência f_b igual a 500 kHz e assumindo $\omega_b \cdot M_{12}$ igual a 50Ω . Considerando o mesmo M_{12} , ou seja, sem alterar L_1 , L_2 e k , e para uma frequência f_a igual a 20 kHz, resultará em um $\omega_a \cdot M_{12}$ igual a 2Ω , fugindo do requisito previamente estabelecido. Se o contrário fosse feito, ou seja, se um sistema for desenvolvido para trabalhar na frequência f_a igual a 20 kHz e $\omega_a \cdot M_{12}$ sendo igual a 50Ω , em 500 kHz $\omega_b \cdot M_{12}$ seria igual a 1250Ω . Apesar de o requisito anterior ser atendido, o sistema não está otimizado. Em virtude das capacitâncias parasitas, não é possível maximizar L_l para ambas as frequências. Para satisfazer esta condição é necessário ter dois sistemas separados, ou seja, um projetado para a frequência de 20 kHz e outro para 500 kHz. Portanto, para cada uma das frequências f_a e f_b , o sistema de biotelemetria proposto, como um todo, passa a ter duas unidades de leitura e duas unidades sensoras, cada uma destas com um indutor distinto conectado a eletrodos, conforme mostra a Figura 34. A aquisição da bioimpedância é feita em duas etapas, ou seja, primeiro aproxima-se L_{1a} de L_{2a} , efetua-se a medição da bioimpedância, e depois L_{1b} e L_{2b} são aproximados e a medição realizada novamente.

Percebe-se na configuração apresentada na Figura 34 que os eletrodos, conectados a L_{2a} e L_{2b} , estão inseridos em porções diferentes da amostra de carne. Considerando um sistema ideal, formado por um conjunto L_2 conectado a eletrodos, a avaliação é mais precisa, pois uma mesma porção é analisada para duas frequências distintas. Na determinação de P_y , usando o sistema ilustrado na Figura 34, haverá disparidades nos resultados quando comparado com um sistema ideal. Empiricamente, o perfil de P_y ao longo do tempo *post mortem* tende a ser semelhante daquele obtido com o sistema ideal, porém deslocados entre si.

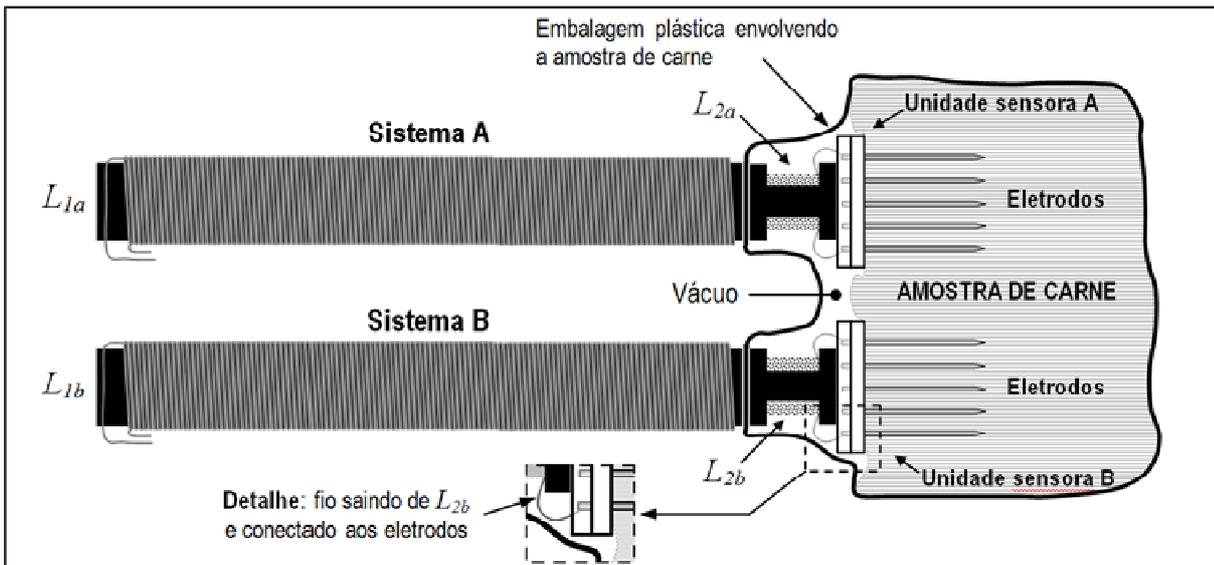


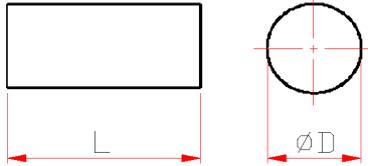
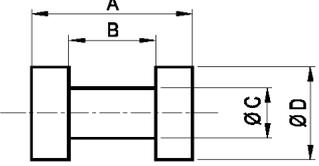
Figura 34 – Sistema de biotelemetria proposto. Os sistemas A e B estão acoplados magneticamente às respectivas unidades sensoras, as quais estão inseridas na amostra de carne.

Apesar do problema evidenciado no sistema proposto para a determinação de P_y , o cenário é diferente no caso da avaliação da anisotropia, onde uma unidade sensora é inserida no sentido transversal e outra idêntica é colocada no sentido longitudinal da mesma amostra de carne (ver Figura 5), uma vez que a medição é feita em uma única frequência.

Conforme visto anteriormente, existem diversos fatores que devem ser levados em conta no desenvolvimento do sistema de biotelemetria. O primeiro passo consiste em verificar na prática qual o valor máximo que L_l pode atingir, considerando a presença das capacitâncias parasitas e a queda da permeabilidade magnética (μ) do núcleo. Assumiu-se que R_l fosse igual a RL_l e menor que 10Ω . Diversos indutores do tipo solenóide com diferentes dimensões foram construídos e avaliados. Constatou-se que para frequências superiores a 500 kHz o valor do produto entre indutância e frequência diminuía significativamente. Pelas razões abordadas acima e requisitos determinados em medições práticas (ver capítulo anterior) da impedância de tecidos musculares de animais (carne), duas frequências foram definidas. O primeiro sistema, operando a uma frequência f_a de 20 kHz para L_{1a} . A frequência f_b igual a 500 kHz foi escolhida para o segundo sistema. Para compor L_{2a} e L_{2b} foram usados dois núcleos de ferrite com formato do tipo CNF (THORNTON, 2009) e seus valores ajustados para que o termo $L_{2x} - M_{12x}$ fosse aproximadamente zero. A Tabela 6 relaciona o formato e as dimensões dos núcleos utilizados, enquanto que a Tabela 7 apresenta as características dos indutores construídos. A razão entre L_{1a} e L_{1b} , que fica próxima de 10, reforça a idéia de ter um sistema otimizado para cada uma das frequências. Observa-se também que as frequências

de auto-ressonância das bobinas são da ordem de pelo menos dez vezes as de suas frequências de operação, conforme recomendado por Hara (2008).

Tabela 6 - Características dos ferrites empregados nas bobinas da unidade de leitura (L_{1a} e L_{1b}) e do implante (L_{2a} e L_{2b}).

L_{1a} e L_{1b}		L_{2a} e L_{2b}	
GEOMETRIA		GEOMETRIA	
			
Código	NBC-10/50-IP6	Código	CNF-10/11/4-59-IP6
Fabricante	Thornton Eletrônica Ltda.	Fabricante	Thornton Eletrônica Ltda.
L	100,0 mm	A	11 mm
ØD	10,0 mm	B	5,6 mm
μ_i^*	2000 \pm 25 %	ØC	4,0 mm
-	-	ØD	10,0 mm
-	-	μ_i^*	2000 \pm 25 %

* Permeabilidade magnética relativa (adimensional) inicial a 23° C.

Fonte: Thornton (2009).

Tabela 7 - Características das bobinas desenvolvidas para a unidade de leitura (L_{1a} e L_{1b}) e implantável (L_{2a} e L_{2b}).

	20 kHz		500 kHz	
	L_{1a}	L_{2a}	L_{1b}	L_{2b}
Indutância (μH) *	9.325	662,55	195,27	10,61
Num. de espiras	232	37	61	11
Diâmetro fio (AWG)	31	30	31	30
RL_I (Ω) *	8,70	1,06	11,77	0,32
f_0 (kHz) *	237,8	2.180,0	2.503	9.520
C_{1a} (nF) *	7,04		0,522	
k_{12x} *	0,28		0,219	

* Valores práticos obtidos utilizando-se um analisador de impedância modelo 4294, da Agilent Instruments, na frequência de operação do componente e em temperatura ambiente (aprox. 20 °C).

** Coeficiente de acoplamento k obtido através do método usado por Hara (2008).

Observação: distância entre L_1 e L_2 , para ambos os sistemas, igual a 0,5 mm.

4.5 SIMULAÇÕES TEÓRICAS

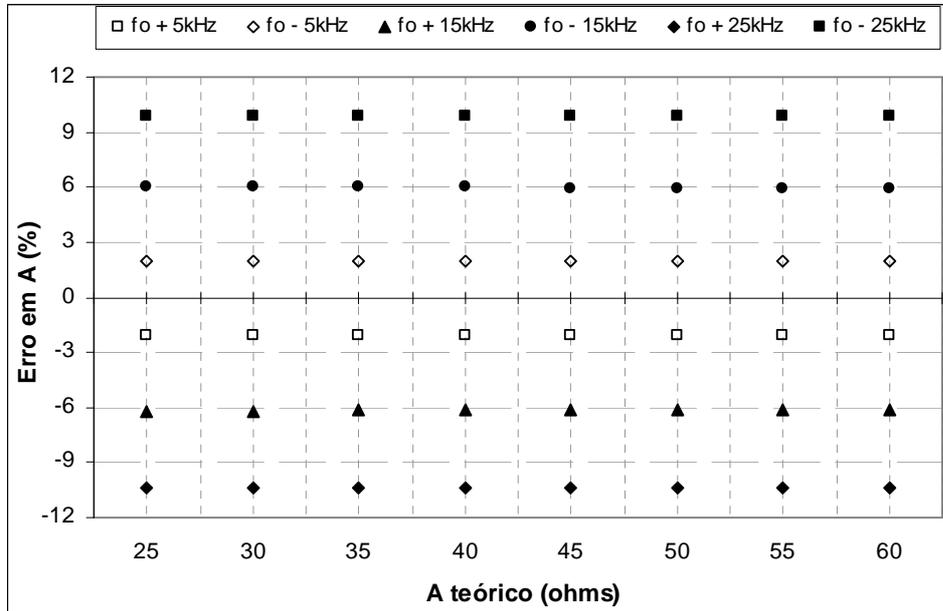
Conforme abordado anteriormente, o equacionamento realizado para o sistema de biotelemetria resultou em equações que permitem obter a parte real (A) e imaginária ($-B$) da bioimpedância Z_i . Com base em resultados práticos, que serão abordados no Capítulo 6, o sistema foi desenvolvido e implementado para operar em duas frequências distintas f_a e f_b (20 kHz e 500 kHz, respectivamente). A partir das equações encontradas e de parâmetros do sistema prático, simulações teóricas serão apresentadas com o intuito de validar a técnica e o sistema de biotelemetria para medição de bioimpedância. Para isto, serão avaliadas as influências que possíveis erros de medição podem causar nos valores da bioimpedância medida.

Os indutores utilizados (L_{1a} , L_{1b} , L_{2a} e L_{2b}) foram construídos no Laboratório de Biotelemetria da UTFPR. Os valores dos componentes do sistema foram mensurados através de um analisador de impedância e são apresentados na Tabela 7. Na prática, estes valores podem sofrer variações ao longo do tempo (ex. em função de variações térmicas), sendo mais significativas para as bobinas e capacitores. Os desvios serão considerados na análise de erros que cada um destes componentes pode provocar na bioimpedância resultante. Sabendo-se que a condição de ressonância do circuito da unidade de leitura é desejável e pode ser detectável na prática, esta será levada em conta nas simulações. Será considerado, também, que Z_R e Z_{IM} são obtidos a partir do módulo e da fase de Z_{ent} simulado, uma vez que na prática Z_{ent} será adquirido nesta forma. O sistema operando na frequência de 500 kHz foi escolhido para as simulações.

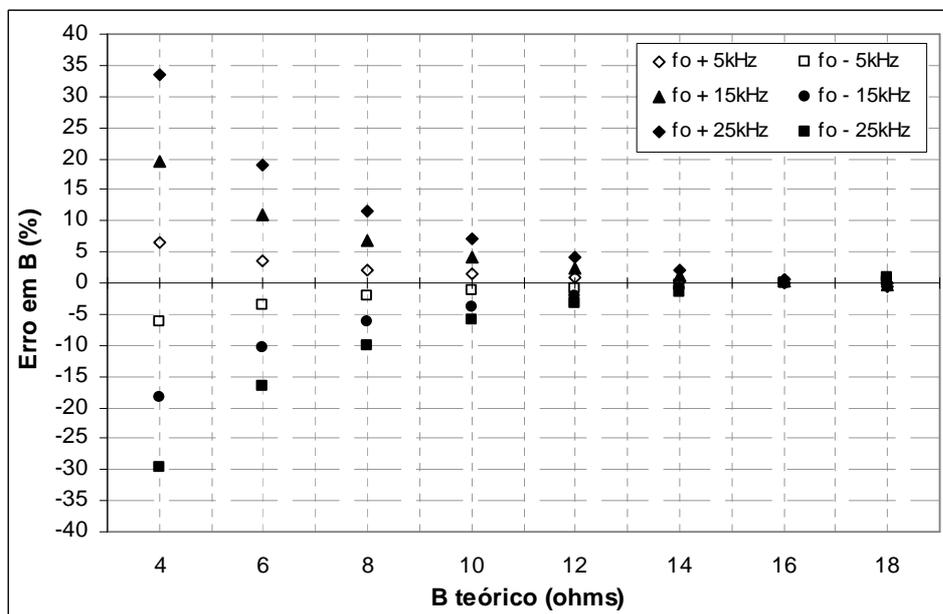
A fim de facilitar o processo de simulação, os valores para Z_i foram estabelecidos em termos de pares de A e B com faixas de variação de A indo de 25 a 60 Ω e B indo de 5 a 20 Ω , explorando um largo espectro de variações de Z_i encontrado nos experimentos práticos. Assumiu-se que a variação dos valores entre cada um dos pares de A e B é linear e ocorre de forma progressiva, seguindo a mesma tendência observada nos experimentos, ou seja, com o passar do tempo os valores de A e B diminuem. As equações (57) e (58) foram usadas nas simulações para obter os valores de A e B , respectivamente.

Primeiramente, a resposta do sistema foi avaliada em função de erros na detecção da frequência de ressonância f_{ob} , cujo valor real ficou em torno de 498,21 kHz. A Figura 35 mostra os erros percentuais encontrados para A e B para desvios de ± 5 kHz, ± 15 kHz e ± 25 kHz em f_{ob} ou de, aproximadamente, $\pm 1\%$, $\pm 3\%$ e $\pm 5\%$, respectivamente. Conforme pode ser visto, os erros em A são constantes em sua faixa de variação, para uma mesma

freqüência, aumentando de acordo com os desvios aplicados em f_{ob} , enquanto que em B os erros são mais significativos e proporcionais ao valor de B .



(a)

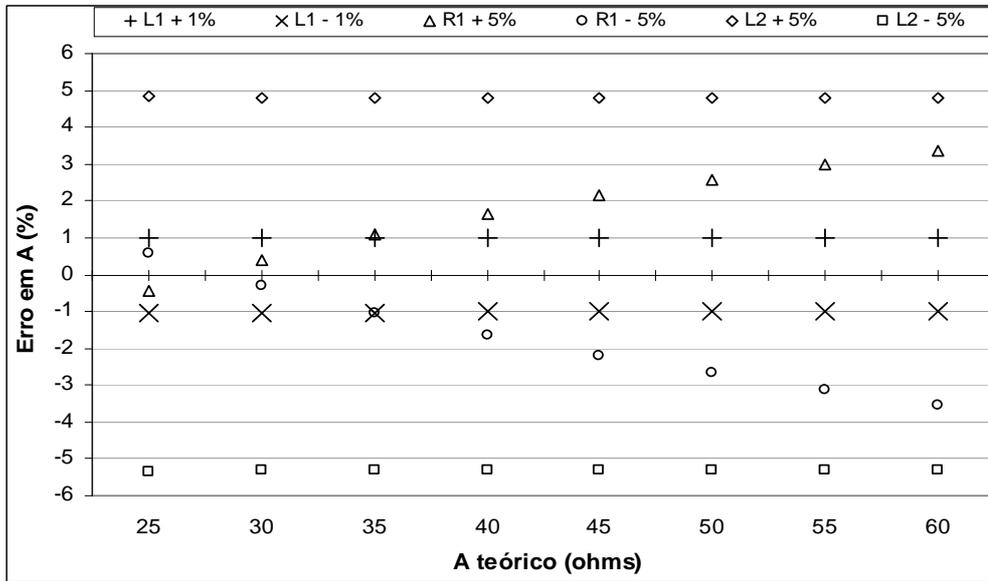


(b)

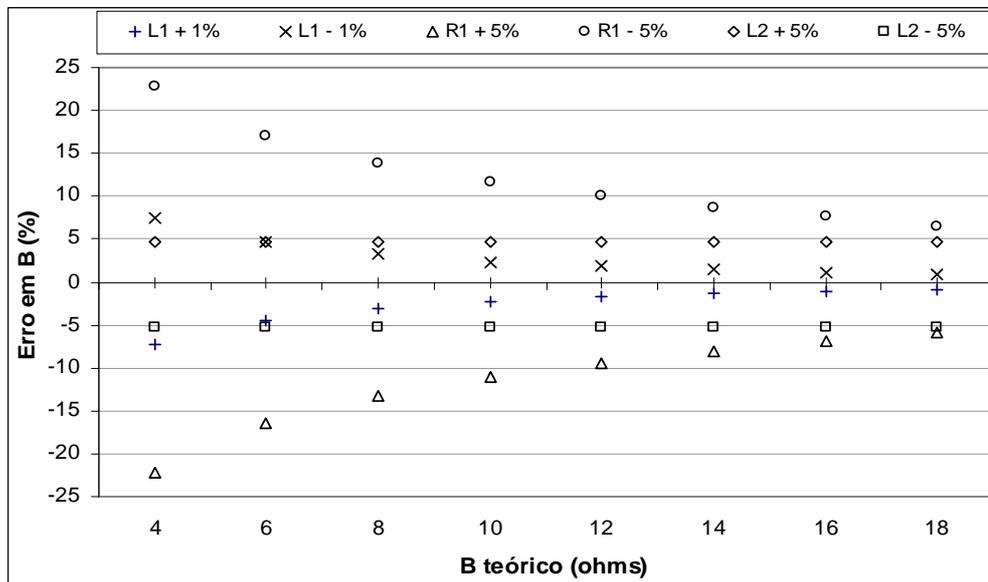
Figura 35 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para desvios de ± 5 kHz, ± 15 kHz e ± 25 kHz em f_{ob} .

Uma segunda avaliação da resposta de Z_{ent} foi realizada aplicando erros em R_{1b} , L_{1b} , e em L_{2b} . Os resultados apresentados na Figura 36 revelam que os erros percentuais obtidos em A são iguais aos atribuídos em L_{1b} , um pouco inferiores aos erros em L_{2b} e crescentes, de

acordo com o valor de A , quando são inseridos erros de $\pm 5\%$ em R_{1b} . Para desvios em R_{1b} e L_{2b} , os erros em B são bem maiores que os de A e diminuem com o aumento de seu valor, ao passo que o erro percentual aplicado em L_{2b} é igual ao erro de B para toda a faixa de valores.



(a)

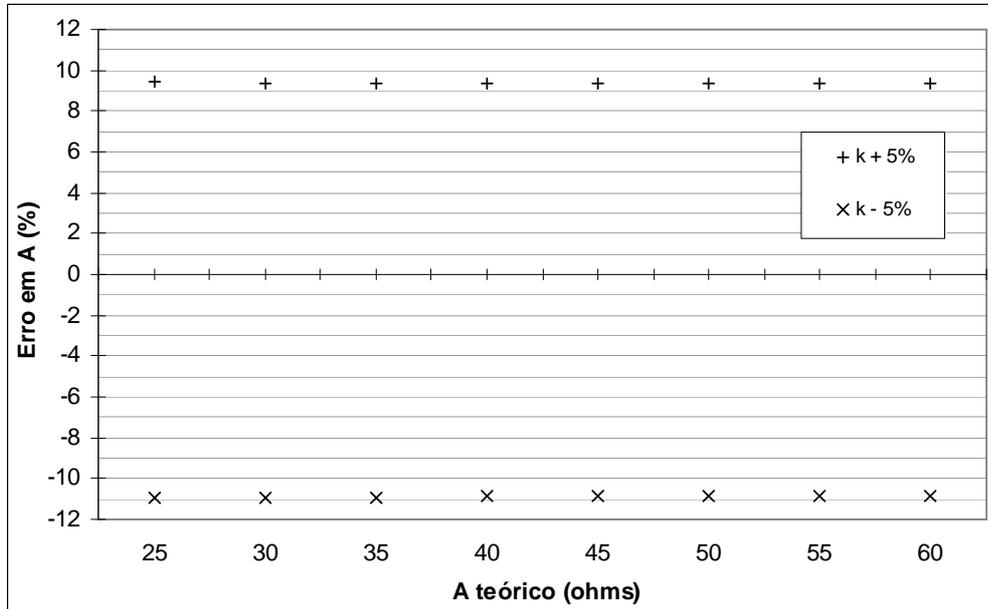


(b)

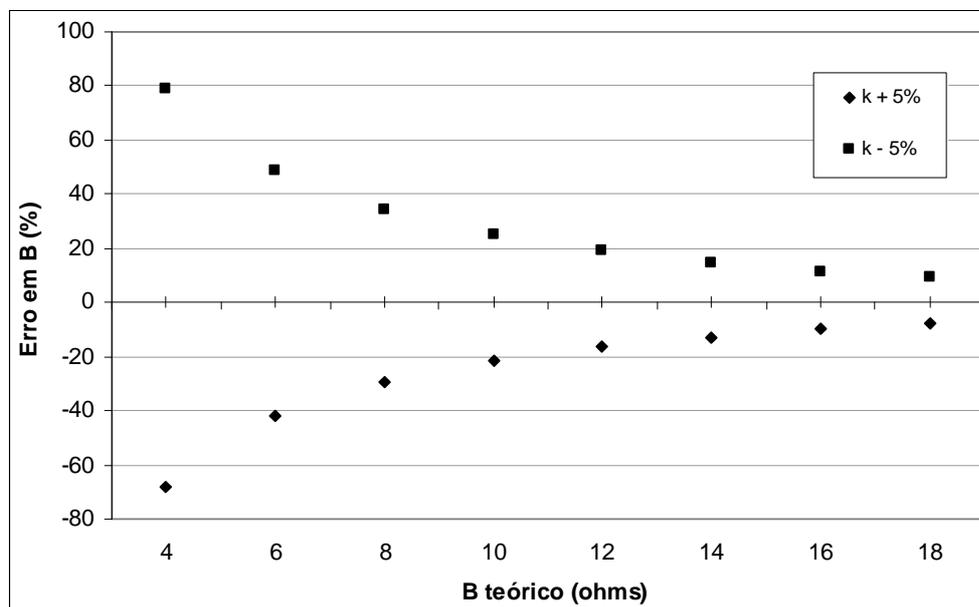
Figura 36 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para desvios inseridos em L_{1b} , L_{2b} e em R_{1b} .

Pequenos erros em k_b provocam erros grandes em A e ainda maiores em B , conforme pode ser visto na Figura 37. Em A o erro percentual é quase o dobro do aplicado em k_b , porém

permanece constante para toda a faixa de A , enquanto que os erros obtidos em B decrescem significativamente com o aumento de seu valor.



(a)

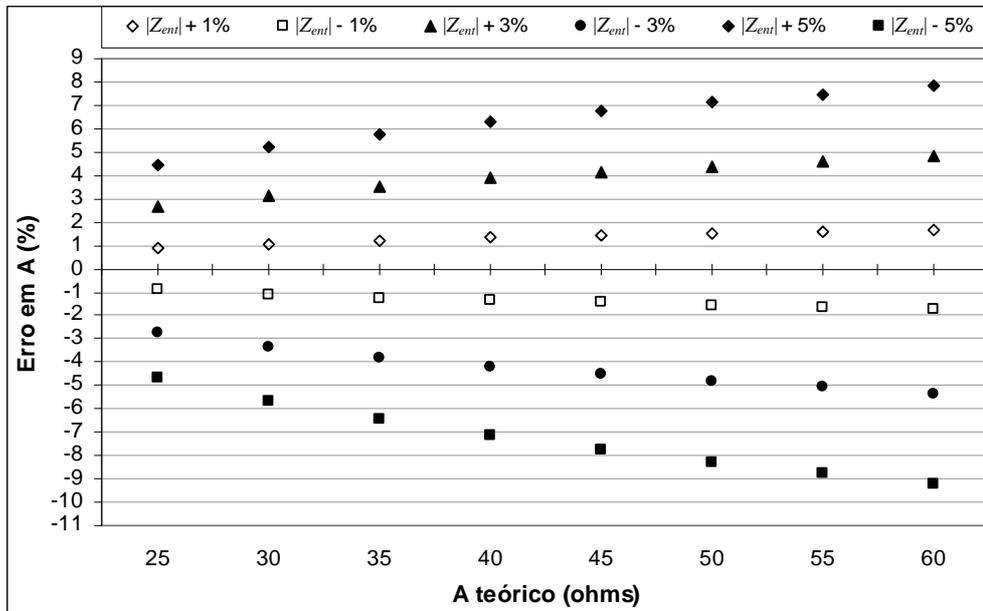


(b)

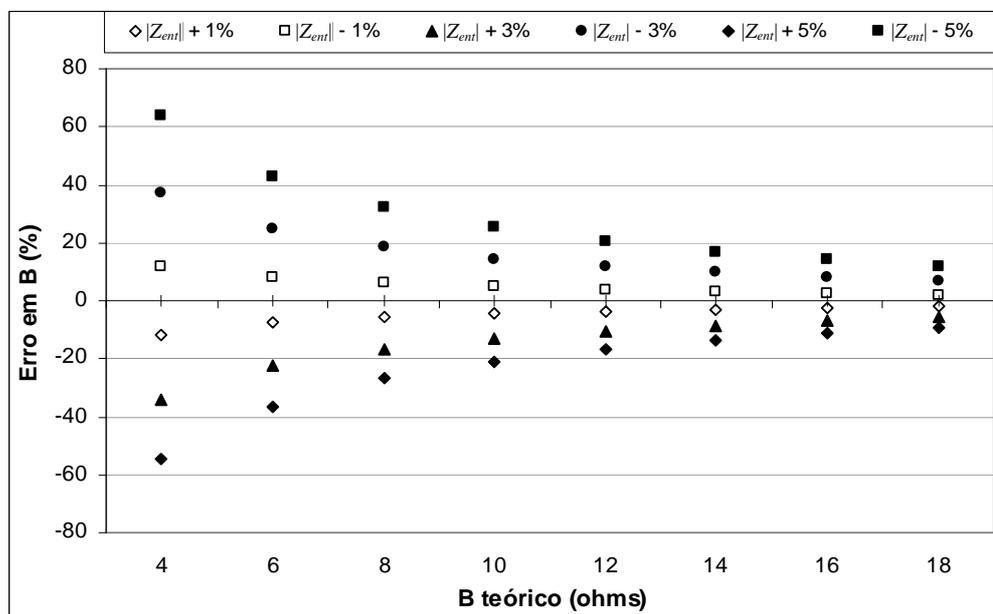
Figura 37 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para desvios de $\pm 5\%$ atribuídos em k_p .

Como as medições práticas são baseadas na aquisição do módulo e da fase de Z_{ent} , a influência destes erros em Z_i precisa ser avaliada. Novas simulações foram feitas inserindo-se erros de $\pm 1\%$ a $\pm 5\%$ no módulo de Z_{ent} e erros em fase indo de $\pm 0,1$ a $\pm 0,5$ graus.

Observando a Figura 38 e considerando os desvios no módulo de Z_{ent} , os erros em A foram inferiores a $\pm 10\%$, enquanto que em B os erros ficaram em uma faixa de $\pm 70\%$ e diminuem com a evolução nos valores de B .



(a)

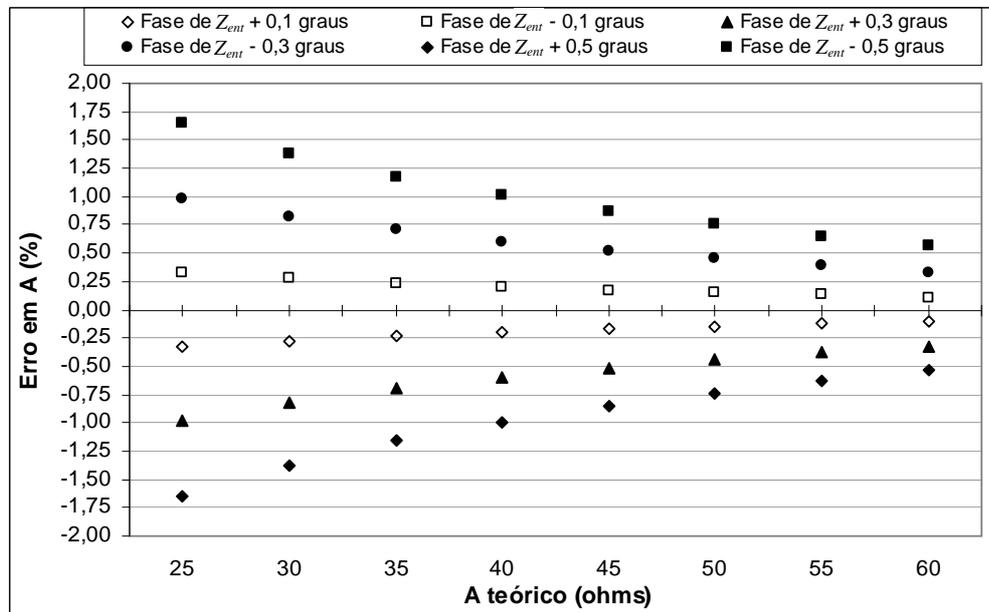


(b)

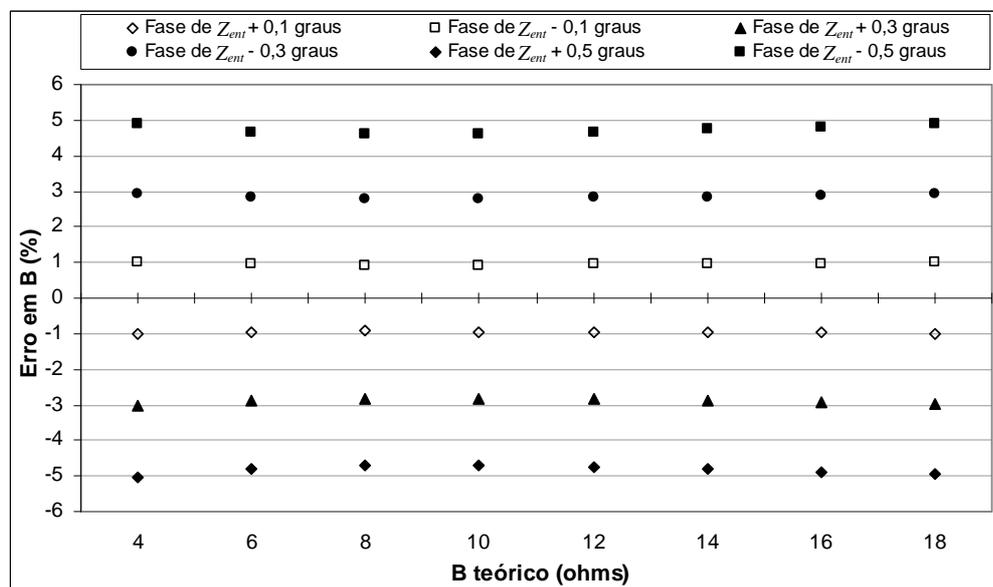
Figura 38 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para erros aplicados em $|Z_{ent}|$

De acordo com a Figura 39, o comportamento de Z_i diante de erros introduzidos na fase de Z_{ent} revela a pouca influência destes em A e, principalmente, em B , quando comparado

com os resultados obtidos anteriormente, Levando em conta todos os resultados conseguidos, fica claro que B é muito mais sensível a erros que A .



(a)



(b)

Figura 39 - (a) Erros em A ($\text{Re}(Z_i)$) e (b) em B ($\text{Im}(Z_i)$) para erros aplicados na fase de Z_{ent} .

As relações de cada uma das variáveis do sistema com Z_i foram verificadas e quantificadas através de simulações. Entretanto, muitas delas podem ser facilmente identificadas por meio das equações que definem A e B . Substituindo M_{12} em (60) por sua definição em (44) e considerando os termos de (53) em (60), A e B podem ser escritos como:

$$A = \frac{\omega^2 \cdot k^2 \cdot L_1 \cdot L_2 (Z_R - R_1)}{(Z_R - R_1)^2 + Z_{IM}^2} \quad (62)$$

e

$$B = \omega \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} + \frac{\omega^2 \cdot k^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot Z_{IM}}{(Z_R - R_1)^2 + Z_{IM}^2}. \quad (63)$$

Analisando-se (62) percebe-se que A é diretamente proporcional a L_1 e L_2 , o que explica a relação direta dos erros provocados por L_1 e L_2 em Z_i , estando de acordo com os resultados da Figura 36. No entanto, os desvios em k levam a erros em Z_i que assumem a forma quadrática, assim como para R_1 , porém de maneira menos acentuada, conforme pode ser visto na Figura 37. A mesma resposta é obtida para o módulo e a fase de Z_{ent} , pois estes são transformados em Z_R e Z_{IM} e exibem uma dependência quadrática na resposta de A , o que fica evidente ao observar a Figura 38, para o módulo de Z_{ent} , e a Figura 39 para a fase de Z_{ent} . No caso de B , observa-se que o termo mais a esquerda de (63) é proporcional a Z_{IM} . Como as medições são feitas próximas da frequência de ressonância do sistema de biotelemetria, pequenos desvios em quaisquer das variáveis do sistema provocam variações significativas na fase de Z_{ent} e, conseqüentemente, em Z_{IM} e em B .

4.6 CONCLUSÕES

Aplicando-se conceitos de análise de circuitos ao sistema de biotelemetria chegou-se a um conjunto de equações independentes para encontrar a componente real (A) e a imaginária (B) da bioimpedância e a uma técnica de medição baseada na aquisição da impedância de entrada do sistema. Em uma análise mais profunda, considerando o circuito teórico e aspectos práticos, foi possível encontrar condições de medição desejáveis e também algumas limitações do sistema. Levando em conta estes fatores e alguns critérios estabelecidos, elaborou-se um sistema de biotelemetria que possibilita a medição da bioimpedância em duas frequências distintas. Para isto, foi necessário desenvolver uma unidade de leitura com dois circuitos RLC acopláveis às bobinas de duas unidades sensoras. Com base nos componentes práticos, simulações teóricas foram realizadas a fim de validar o sistema e avaliar sua resposta na presença de erros nas suas variáveis. Concluiu-se que, ao introduzir erros nas variáveis de entrada do sistema de equações, a resposta apresentou erros bastante significativos em B quando comparados com erros em A . Também foi demonstrado, de forma superficial, que os erros acentuados em B estão relacionados á influência de desvios na fase de Z_{ent} .

CAPÍTULO 5

MÉTODO DE MEDIÇÃO DE FASE E EQUIPAMENTO PARA A MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA

5.1 INTRODUÇÃO

A impedância elétrica é um parâmetro importante para caracterizar circuitos e componentes eletrônicos. A impedância pode ser definida como a oposição que um circuito ou dispositivo oferece ao fluxo de uma corrente alternada para uma dada frequência (AGILENT TECHNOLOGIES, 2006). Uma impedância Z qualquer pode ser medida usando-se um analisador de impedância, que é um equipamento que fornece o módulo e a fase ou ainda a componente real e a imaginária da impedância sob teste. Em geral, este tipo de instrumento permite obter a impedância em uma faixa de frequências bastante ampla, com alta resolução e exatidão. Um exemplo é o analisador de impedância modelo 4294 da Agilent Instruments, o qual é capaz de realizar medições em uma faixa de frequências indo de 40 Hz a 110 MHz e com exatidão em torno de $\pm 0,08 \%$ (AGILENT TECHNOLOGIES, 2003). Infelizmente, equipamentos como este têm um custo elevado. Assim, nos casos que não exigem requisitos de medição tão apurados, sistemas mais simples são, em geral, utilizados.

Conforme mostrado no capítulo anterior, para se obter a bioimpedância é necessário medir o módulo e a fase da impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria apresentado. O mesmo sistema foi usado por Bertotti (2005) para medir a resistência de um transdutor de temperatura localizado na unidade implantável. Para isto, uma técnica de medição de transdutores resistivos foi desenvolvida e é baseada na aquisição de duas fases de Z_{ent} em duas frequências distintas e próximas da frequência de ressonância do sistema. Em virtude dos requisitos estabelecidos e das desvantagens encontradas em técnicas tradicionais para medição de fase de uma impedância, uma nova técnica de medição foi desenvolvida por Bertotti e Abatti (2010a). Esta técnica compreende um método para detectar a condição de coincidência de fase entre dois sinais senoidais, consistindo em um processo e um sistema de medição.

Um equipamento de medição de fase, baseado na técnica e no método propostos por Bertotti e Abatti (2010a), foi desenvolvido por Bertotti e Abatti (2006b). Evidenciado o bom desempenho do equipamento de medição de fase e de sua compatibilidade com o sistema de biotelemetria atual, o mesmo foi escolhido como base para o desenvolvimento de um novo equipamento, visando medir não só a fase, mas também o módulo de Z_{ent} , necessários para obter a bioimpedância Z_i , conforme a técnica abordada no capítulo anterior. Para isto, o projeto do equipamento anterior precisou ser modificado, levando a novos circuitos.

No início deste capítulo, será apresentado o princípio de medição da impedância do sistema de biotelemetria e serão discutidas algumas das técnicas tradicionais para medição de fase de uma impedância. Em seguida, a técnica de medição de fase desenvolvida por Bertotti e Abatti (2010a) será detalhada, juntamente com o sistema de medição de fase proposto. O equipamento elaborado para a medição do módulo e da fase da impedância de entrada do sistema de biotelemetria será apresentado na última parte do presente capítulo.

5.2 MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA

Normalmente, uma das formas de se obter a impedância de um componente ou circuito elétrico envolve a medição da tensão e da corrente de um sinal senoidal, na frequência de medição, aplicado na impedância sob teste. Usando-se a notação fasorial, uma impedância Z qualquer pode ser expressa da seguinte forma (IRWIN, 2000, p. 309-332):

$$Z = \frac{V}{I}, \quad (64)$$

onde V e I são os fasores da tensão e da corrente na impedância Z , respectivamente. A unidade de Z é ohms (Ω), uma vez que Z é a razão entre V e I . Assumindo que V e I são complexos, a impedância Z também o é e, portanto, esta pode ser escrita como:

$$Z = \frac{V_M \angle \theta_v}{I_M \angle \theta_i} = \frac{V_M}{I_M} \angle (\theta_v - \theta_i) = Z_M \angle \theta_M, \quad (65)$$

onde V_M , I_M , θ_v e θ_i são os módulos e fases de V e I , respectivamente, enquanto que Z_M é o módulo de Z e θ_M a sua fase. No caso do sistema de biotelemetria, conforme ilustrado na

Figura 40, a amplitude do sinal de excitação V_e pode ser medida diretamente, ao passo que a corrente I_I pode ser obtida indiretamente, através da razão entre a amplitude do sinal em R_I , denominado V_{RI} , pelo próprio valor de R_I . Considerando que R_I é um resistor ideal, a fase de I_I é igual a de V_{RI} e, conseqüentemente, a fase de Z_{ent} é a diferença entre as fases de V_e e V_{RI} . Logo, o módulo e a fase de Z_{ent} ficam sendo:

$$|Z_{ent}| = \frac{V_e \cdot R_I}{V_{RI}} \quad (66)$$

e

$$\theta_{Z_{ent}} = \theta_{V_e} - \theta_{V_{RI}}. \quad (67)$$

Na prática, para a obtenção do módulo de Z_{ent} basta encontrar a amplitude dos sinais V_e e V_{RI} , através de um detector de pico, por exemplo. Contudo, para encontrar a fase de Z_{ent} é necessário o uso de alguma técnica específica.

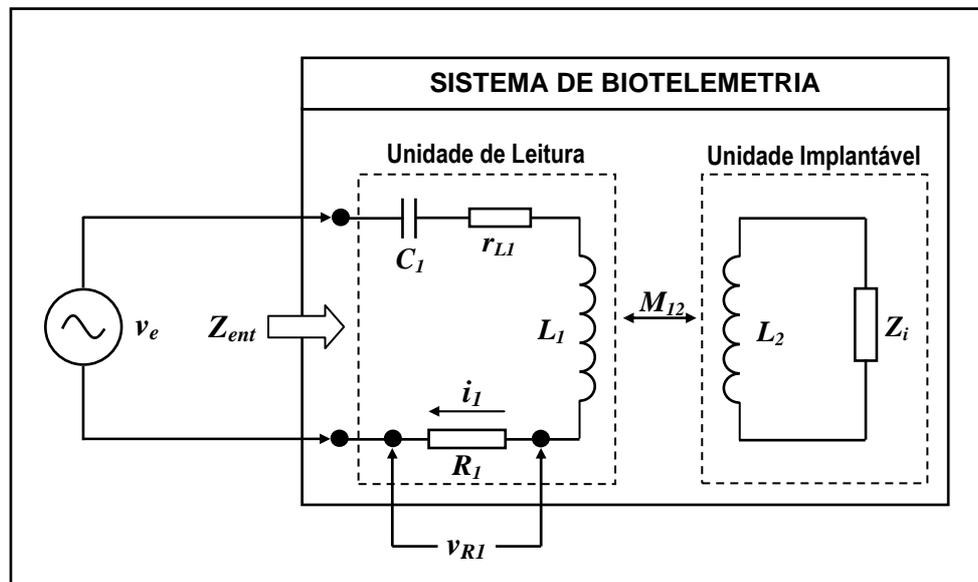


Figura 40 - Configuração do sistema de biotelemetria e parâmetros a serem utilizados para a medição da impedância de entrada Z_{ent} .

5.3 TÉCNICAS TRADICIONAIS PARA MEDIÇÃO DE FASE

Uma das técnicas mais comuns para obter a fase de uma impedância envolve a medição da diferença de fase entre o sinal de tensão aplicado na impedância e a

correspondente corrente. Uma técnica clássica usada para determinar a diferença de fase entre dois sinais, denominados $v_1(t)$ e $v_2(t)$, de mesma frequência angular ω , conforme ilustrado na Figura 41, consiste em transformar estes sinais em ondas quadradas $Sq_1(t)$ e $Sq_2(t)$, respectivamente, e medir a diferença de tempo na passagem por zero ou com relação ao centro destes dois sinais (MAHMUD; MAHMUD; VISHNUBHOTLA, 1989; MAHMUD, 1990). Efetuando uma operação *XOR* entre os sinais $Sq_1(t)$ e $Sq_2(t)$ chega-se a um terceiro sinal $PH(t)$. Relacionando a largura dos pulsos $PH(t)$ com o período de $Sq_1(t)$ ou $Sq_2(t)$ é possível encontrar a diferença de fase entre $v_1(t)$ e $v_2(t)$.

Considerando dois sinais com frequência de 1 MHz e defasados de $0,1^\circ$. Uma vez que o período destes sinais é igual a $1 \mu s$, a diferença de fase é proporcional à largura dos pulsos de $PH(t)$, que para este caso é de $277 ps$. Se um contador for empregado para avaliar a largura dos pulsos resultantes de uma operação *XOR* entre as duas ondas quadradas, o *clock* necessário deveria ser de, no mínimo, 3,6 GHz. O uso de um *clock* desta ordem e circuitos digitais adequados torna este método inviável para os requisitos desejados.

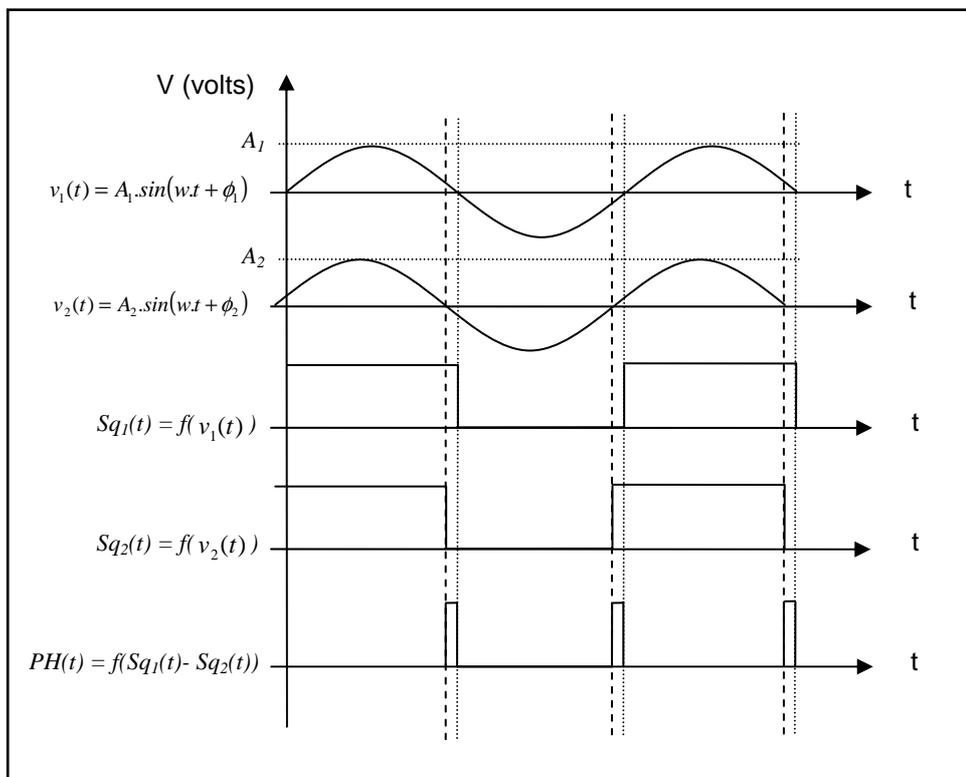


Figura 41 - Medição de fase entre os sinais v_1 e v_2 feito por diferença de tempo.

Fonte: adaptado de Mahmud S. M., Mahmud N. B. e Vishnubhotla (1989); Mahmud (1990).

Outra maneira de efetuar tal medição seria utilizar um circuito PLL (*Phase-Locked Loop*) analógico para fornecer a diferença de fase na forma de uma tensão DC (*Direct Current*). As principais aplicações dos circuitos PLL envolvem osciladores, controle de parâmetros de osciladores e demodulação de sinais de rádio. Apesar da larga utilização em osciladores de alta frequência, estes circuitos têm uma resposta lenta e são extremamente sensíveis a ruídos digitais e de alimentação, além dos erros cumulativos provocados pelo ruído de fase (*phase noise*) e desvios aleatórios na fase (*phase jitter*) (JENKINS; ECKHARDT, 1998).

Dispositivos detectores de fase e ganho, como o AD8203 da Analog Devices, admitem sinais de até 2,7 GHz, porém o módulo do erro de fase é maior que 6% quando a diferença real entre os sinais de entrada se aproxima de zero (ANALOG DEVICES, 2002). Demuladores digitais são comumente empregados para efetuar a demodulação de sinais n-PSK (*n-Phase Shift Keying*), oferecendo resolução típica de fase em torno de 1,4 graus (INTERSIL, 2001). Portanto, os métodos de modulação/demodulação em fase evitam trabalhar com resolução em fase muito elevada (menor que 1 grau), justamente por se tratar de um limite crítico de detecção.

Outra solução para medir fase envolve o uso da Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*). Porém, além de apresentar limitações quanto à frequência de medição, esta técnica exige um processador digital de sinais e conversores A/D (Analógico para Digital), fazendo com que o fator complexidade e custo aumentem. Com o surgimento de técnicas de processamento digital de sinais, foram desenvolvidos amplificadores *lock-in* digitais que possibilitam medições de fase com boa precisão e baixo tempo de resposta (GASPAR *et al.*, 2004). Apesar disso, a implementação de um amplificador deste tipo requer um *hardware* complexo, inviabilizando seu uso em aplicações simples e de baixo custo. A técnica de sub-amostragem, juntamente com a DFT, visa reduzir os requisitos de *hardware* necessários na solução anterior, apresentando uma comparável exatidão e resolução, porém depende de uma amostragem eficiente (DUDYKEYVYCH *et al.*, 2001).

5.4 TÉCNICA DE MEDIÇÃO DE FASE DESENVOLVIDA

Em virtude das desvantagens encontradas nas técnicas convencionais usadas para medição de fase, uma técnica bastante simples foi desenvolvida. A abordagem conceitual desta técnica envolve um método, que permite detectar a condição de coincidência de fase entre dois sinais senoidais, e um sistema de medição baseado neste método. Estes dois recursos utilizados serão explicados a fim de mostrar o mecanismo de medição de fase como um todo.

5.4.1 Método de detecção de coincidência de fase entre dois sinais senoidais

O método de detecção de coincidência de fase desenvolvido é baseado na avaliação da amplitude do sinal resultante de uma operação matemática realizada entre os sinais senoidais de entrada. Considere dois sinais senoidais de $v_x(t)$ e $v_y(t)$, juntamente com um sinal senoidal de referência $v_R(t)$, todos estes com a mesma frequência angular ω e definidos como:

$$v_x(t) = A_x \cdot \sin(\omega t + \theta_x), \quad (68)$$

$$v_y(t) = A_y \cdot \sin(\omega t + \theta_y) \quad (69)$$

e

$$v_R(t) = A_R \cdot \sin(\omega t + \theta_R), \quad (70)$$

onde A_x , A_y e A_R , e θ_x , θ_y e θ_R são as amplitudes e fases de $v_x(t)$, $v_y(t)$ e $v_R(t)$, respectivamente. Sabe-se que a subtração entre dois sinais senoidais resulta em um terceiro sinal senoidal. Portanto, subtraindo $v_R(t)$ de $v_x(t)$ tem-se:

$$v_{x^*}(t) = A_x \cdot \sin(\omega t + \theta_x) - A_R \cdot \sin(\omega t + \theta_R) = A_{x^*} \cdot \sin(\omega t + \theta_{x^*}), \quad (71)$$

onde $v_{x^*}(t)$ denota o sinal resultante e A_{x^*} e θ_{x^*} são sua amplitude e fase, respectivamente. A função seno em (71) pode ser expandida usando identidades trigonométricas (ERIKSSON; ESTEP; JOHNSON, 2004, p. 509-512), resultando, após algumas manipulações, em:

$$\begin{aligned} [A_{x^*} \cdot \cos(\theta_{x^*}) - A_x \cdot \cos(\theta_x) + A_R \cdot \cos(\theta_R)] \cdot \sin(\omega t) = \\ [A_{x^*} \cdot \sin(\theta_{x^*}) - A_x \cdot \sin(\theta_x) + A_R \cdot \cos(\theta_R)] \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (72)$$

Obviamente, em (72) ambos os termos entre colchetes devem ser iguais a zero, portanto, rearranjando-os e elevando ambos ao quadrado, a equação (72) pode ser escrita como:

$$A_{x^*}^2 \cdot \cos^2(\theta_{x^*}) = A_x^2 \cdot \cos^2(\theta_x) + A_R^2 \cdot \cos^2(\theta_R) - 2 \cdot A_x \cdot A_R \cdot \cos(\theta_x) \cdot \cos(\theta_R) \quad (73)$$

e

$$A_{x^*}^2 \cdot \sin^2(\theta_{x^*}) = A_x^2 \cdot \sin^2(\theta_x) + A_R^2 \cdot \sin^2(\theta_R) - 2 \cdot A_x \cdot A_R \cdot \sin(\theta_x) \cdot \sin(\theta_R), \quad (74)$$

respectivamente. Adicionando (73) e (74) e usando simples expressões trigonométricas (ERIKSSON; ESTEP; JOHNSON, 2004, p. 509-512), chega-se a:

$$A_{x^*} = \sqrt{A_x^2 + A_R^2 - 2A_x A_R \cos(\theta_x - \theta_R)}. \quad (75)$$

Note que (75) apresenta um mínimo quando θ_R atinge um determinado valor θ_{Rx} ($\theta_{Rx} = \theta_x$). Além disso, se $A_x = A_R$ esta relação pode ser simplificada, resultando em:

$$A_{x^*} = A_x \sqrt{2} \sqrt{1 - \cos(\theta_x - \theta_R)}. \quad (76)$$

Portanto, o mínimo mencionado é zero quando $\theta_{Rx} = \theta_x$. Evidentemente, aplicando o mesmo procedimento para o segundo sinal $v_y(t)$, a amplitude deste sinal será:

$$A_{y^*} = \sqrt{A_y^2 + A_R^2 - 2A_y A_R \cos(\theta_y - \theta_R)}, \quad (77)$$

onde A_{y^*} é a amplitude do sinal obtido pela subtração de $v_R(t)$ por $v_y(t)$. Se $A_y = A_R$, então (77) fica sendo:

$$A_{y^*} = A_y \sqrt{2} \sqrt{1 - \cos(\theta_y - \theta_R)}. \quad (78)$$

Logo, considerando que há uma fonte de sinal de referência que pode ter sua fase ajustada, é possível desenvolver um sistema de medição de fase que permita determinar θ_x e θ_y ($\theta_x = \theta_{Rx}$ e $\theta_y = \theta_{Ry}$), usando (75) ou (77), ou preferencialmente (76) ou (78), assumindo também que a amplitude de A_R é ajustável. Observando a relação abaixo:

$$\theta_x - \theta_y = \theta_{Rx} - \theta_{Ry} \quad (79)$$

percebe-se que erros comuns presentes em θ_{Rx} e θ_{Ry} são eliminados automaticamente, representando uma grande vantagem no processo de medição.

Caso A_x e A_R tenham valores diferentes, então A_{x^*} nunca será zero na coincidência de fase entre $v_R(t)$ e $v_x(t)$. Conforme a diferença das amplitudes A_x e A_R aumentar, menor será a influência da diferença das fases θ_x e θ_y em A_{x^*} .

5.4.2 Sistema de medição de fase

O sistema de medição de fase é baseado no método de coincidência de fase abordado anteriormente. No caso do sistema de biotelemetria, a fase da impedância de entrada Z_{ent} é obtida medindo-se a diferença de fase entre os sinais v_e e v_{RI} , que em (68) e (69) equivale a $v_x(t)$ e $v_y(t)$. A Figura 42 apresenta o diagrama em blocos simplificado do sistema de medição desenvolvido. Este sistema possui dois Osciladores Controláveis (OC-1 e OC-2) que fornecem sinais senoidais com amplitude constante, cuja fase e frequência de cada um pode ser programada. O sinal de excitação v_e é obtido por meio do OC-2, que gera o sinal v_{OC-2} , e do amplificador de excitação, que é responsável pelo ganho na amplitude e corrente em v_{OC-2} . O oscilador OC-1 fornece o sinal de referência v_R , com amplitude A_R , cuja frequência programada é a mesma do OC-2. Observa-se que um dos sinais v_e ou v_{RI} é chaveado, através de Ch_1 , para que a amplitude e fase de cada um destes sejam determinadas pelo sistema. O sinal selecionado por Ch_1 passa por um circuito de ajuste de ganho de modo a amplificar este sinal para que a amplitude A_{xy} do sinal resultante v_{xy} seja muito próxima de A_R .

Considerando que as amplitudes e frequências de v_{xy} e v_R são iguais, o circuito subtrator realiza a diferença destes sinais, resultando no sinal v_{xy^*} de mesma frequência que v_{xy} e v_R e com amplitude A_{xy^*} dependente da diferença de fase entre estes sinais. O detector de pico provê um sinal DC, denominado v_{dc} , que corresponde a A_{xy} , A_{xy^*} ou A_R , dependendo da posição da chave Ch_2 . De modo geral, o microcontrolador efetua a leitura de v_{dc} , o controle do circuito de ajuste de ganho, das chaves Ch_1 e Ch_2 , a programação dos osciladores controláveis e a execução do processo de medição de fase.

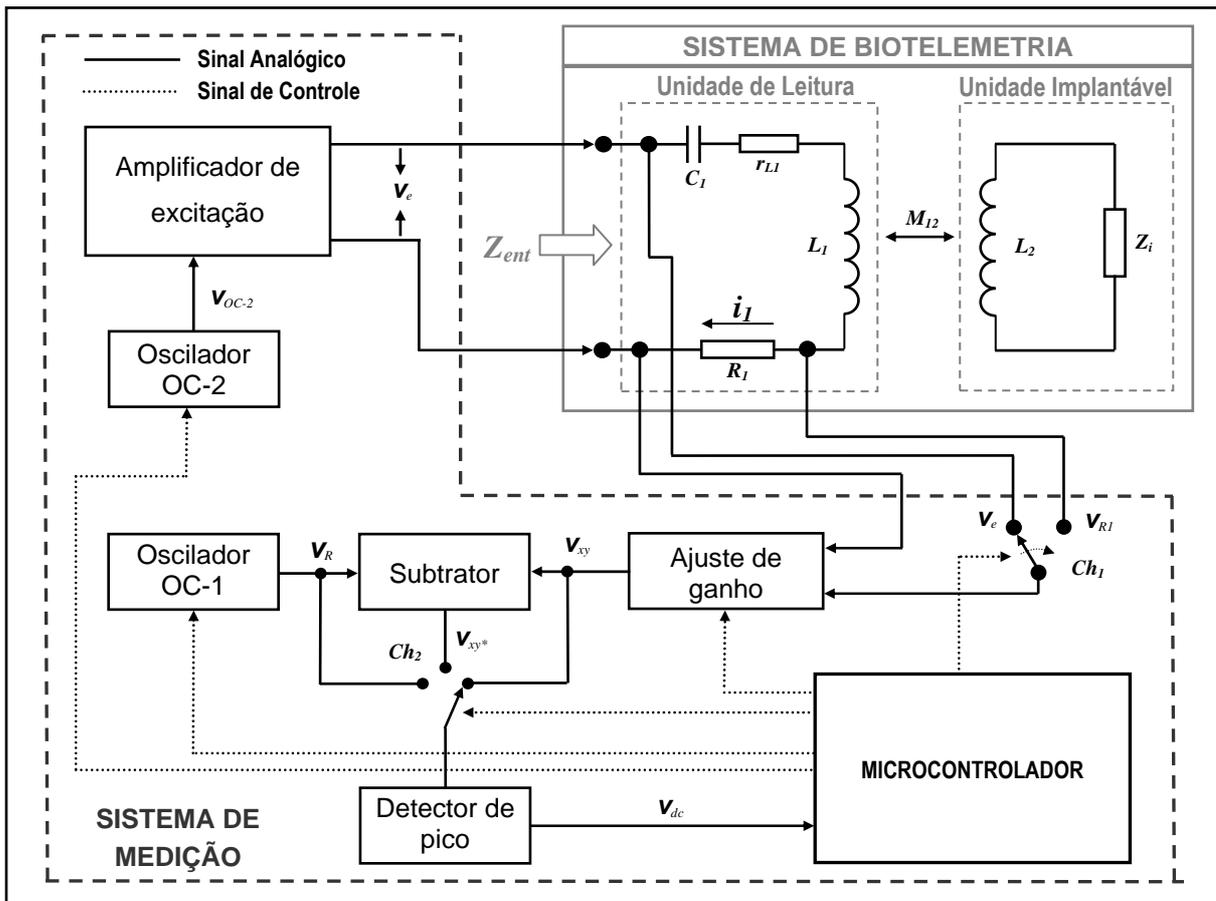


Figura 42 - Diagrama em blocos do sistema de medição para a impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria.

O procedimento para detecção da fase de Z_{ent} envolve a detecção da coincidência de fase entre os sinais v_{RI} e v_e , conforme mencionado anteriormente. Assumindo que a frequência de medição f_M é conhecida, o primeiro passo consiste em ajustar OC-1 e OC-2 para que v_R e v_e tenham a mesma frequência f_M (Figura 42). Através da chave Ch_2 e do circuito detector de pico é possível determinar as amplitudes A_R , A_{xy} e A_{xy^*} dos sinais v_R , v_{xy} e v_{xy^*} , respectivamente. O sinal v_{dc} , correspondente a uma destas amplitudes, é lido pelo microcontrolador. Em seguida, o microcontrolador comuta Ch_2 para obter A_R , armazenando este valor de amplitude em sua memória. Na sequência, Ch_1 seleciona o sinal v_e e Ch_2 o sinal v_{xy} e sua amplitude A_{xy} é monitorada e ajustada pelo microcontrolador, por meio do circuito de ajuste de ganho, para que A_{xy} se torne igual a A_R . Quando esta condição for atingida, o microcontrolador comuta Ch_2 para que a amplitude A_{xy^*} do sinal v_{xy^*} , resultante da subtração de v_R por v_{xy} , seja avaliada. A partir deste momento, o microcontrolador incrementa progressivamente a fase de OC-1, efetuando uma leitura de A_{xy^*} a cada incremento. Quando

A_{xy} * atingir um valor mínimo, teoricamente igual a zero, o microcontrolador armazena o valor da fase de OC-1. O próximo passo consiste em determinar a fase de v_{RI} . Para isso, a chave Ch_I é comutada para selecionar o sinal v_{RI} . Novamente, a amplitude A_{xy} é feita igual a A_R e a fase de OC-1 é alterada a partir do valor anterior. Um segundo valor de fase é obtido e armazenado quando A_{xy} * passar por um mínimo. Por fim, a diferença de fase entre v_e e v_{RI} , que corresponde a fase de Z_i , é obtida pelo microcontrolador através da subtração dos dois valores de fase armazenados. Note que nesta operação de subtração os erros comuns e sistemáticos são eliminados.

5.5 EQUIPAMENTO PARA MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA DESENVOLVIDO

Tendo em vista os conceitos para a medição de uma impedância, a técnica e o sistema de medição de fase elaborados, buscou-se desenvolver um equipamento para a medição da impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria. Como se trata de uma aplicação específica, alguns critérios puderam ser estabelecidos com base nas características do sistema de biotelemetria apresentado no capítulo anterior.

Diversos fatores devem ser levados em conta no projeto do equipamento, tais como a faixa de frequência de operação, a potência de excitação e amplitude mínima do sinal de entrada. De acordo com o sistema de biotelemetria desenvolvido, duas frequências de operação foram sugeridas: 20 kHz e 500 kHz. Considerando que pode haver a possibilidade de efetuar medidas em frequências mais elevadas, definiu-se uma frequência máxima de medição igual a 500 kHz, uma vez que medidas práticas de bioimpedância foram realizadas nesta frequência também. Portanto, o equipamento deve operar em uma faixa de frequências indo de 20 kHz a 500 kHz.

A potência ou sinal de excitação a ser determinada é função da sensibilidade de leitura do sinal v_{RI} no resistor R_I da unidade de leitura. Em um sinal de pequena amplitude o ruído pode tornar-se mais significativo, dificultando o tratamento deste sinal. Como as medições da impedância serão efetuadas na frequência de ressonância do sistema, deve-se considerar a resistência intrínseca r_{LI} da bobina da unidade de leitura L_I . Para que o fator de qualidade do circuito $R_I L_I C_I$ seja o mais alto possível, a resistência série equivalente na ressonância ($r_{LI} + R_I$) deve ser pequena. Como r_{LI} é resultado da construção física de L_I , então, R_I deve ser o menor possível. Considerando um sinal senoidal de excitação com amplitude de 6 Vpp (volts

pico-a-pico), r_{LI} igual a 10Ω e R_I com valor de 10Ω , o valor eficaz da corrente (RMS - *Root Mean Square*) que circula pelo circuito é de aproximadamente 212 mA e a potência fica sendo igual a 0,9 W. Sinais com estes valores de corrente e potência podem ser fornecidos por amplificadores de potência comerciais, conforme será visto mais adiante. Para esta mesma situação, a amplitude máxima de v_{RI} será a metade da amplitude de v_e , ou seja, igual a 3 Vpp. Portanto, a potência de excitação dependerá, basicamente, da potência máxima que o amplificador pode fornecer.

O equipamento pode ser dividido em blocos funcionais, conforme mostra o diagrama da Figura 43. Observe que o Microcontrolador atua no controle do circuito de excitação, de leitura, permite comunicação bidirecional com um computador, através de uma interface serial, e pode ser programado e depurado por meio de uma interface de programação. A partir de uma fonte de alimentação externa (não-regulada), um circuito de alimentação provê tensões de alimentação adequadas para alimentar todos os circuitos do equipamento. A seguir, estes blocos serão comentados.

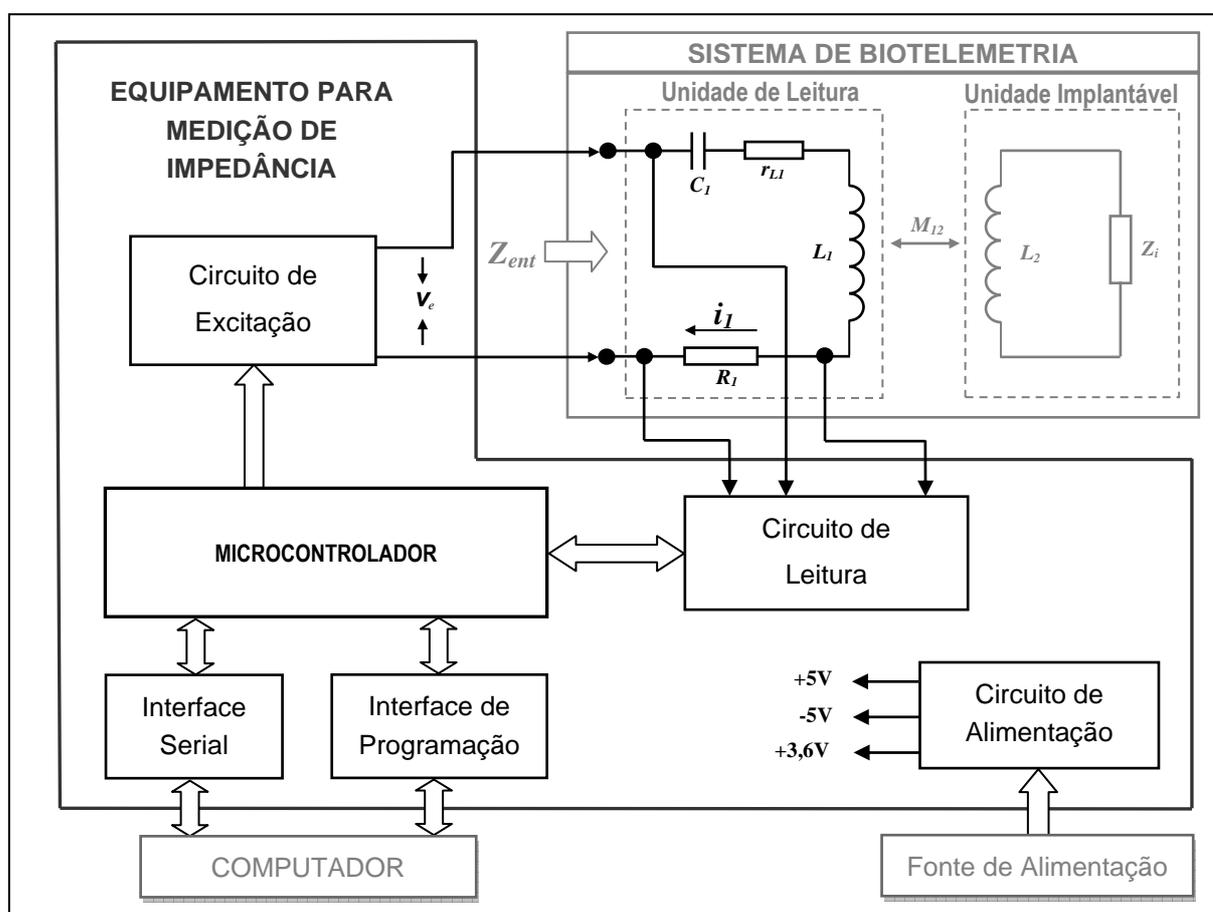


Figura 43 - Diagrama em blocos do sistema de medição para a impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria.

5.5.1 Circuito de Excitação

O circuito de excitação tem a finalidade de fornecer um sinal senoidal, ajustável em amplitude, frequência e fase, à unidade de leitura. Além disso, este módulo fornece um sinal de excitação com potência suficiente para dar a sensibilidade adequada na leitura da impedância, sendo um dos requisitos principais para o equipamento.

Para gerar um sinal senoidal estável em frequência, fase e amplitude, a fim de produzir a excitação desejada para a unidade de leitura, foi utilizado um gerador de forma de onda programável ou DDS (*Direct Digital Synthesizer*). O dispositivo escolhido para realizar esta tarefa foi o AD9833 da Analog Devices (Figura 44).

O AD9833, comparado com seus similares, é um dispositivo otimizado para aplicações em sensores, equipamentos de testes e médicos (ANALOG DEVICES, 2003). Algumas de suas características relevantes são:

- Consumo de 20 mW quando alimentado com 3 V;
- Admite tensão de alimentação na faixa de 2,3 V a 5,5V;
- Pode gerar formas de onda triangular, senoidal e quadrada;
- Possui interface SPI (*Serial Peripheral Interface*) de comunicação;
- Encapsulamento tipo SMD (*Surface Mount Devices*) de 10 pinos;
- Pode ser ativado ou desativado por *software*;
- Frequência e fase programáveis digitalmente;
- Frequência do sinal de saída na faixa de 0 a 12,5 MHz para um *clock* de 25 MHz;
- Possui 2 registradores de frequência de 28 bits;
- Possui 2 registradores de fase de 14 bits.

Considerando um sinal de *clock* de 25 MHz aplicado ao dispositivo, sua resolução de 28 bits para frequência permite passos de 0,1 Hz em frequência, enquanto que os 14 bits para fase resultam em uma resolução de $0,0879^\circ$ na fase do sinal, sendo que ambas as resoluções são suficientes para a presente aplicação.

O AD9833 é programado através de sua interface SPI de 3 vias, conforme mostra o diagrama de blocos da Figura 44. Este dispositivo possui dois registradores para frequência, dois registradores para fase e um registrador para controle. Os dados recebidos pela interface

são decodificados e encaminhados para um de seus registradores internos, sendo que para atualizar um dos registradores de frequência é necessário enviar duas palavras de 16 bits. Apenas um dos registradores de frequência e fase é selecionado para compor o sinal de saída.

O acumulador de fase consiste de um contador de 28 bits incrementado pelo sinal de *clock*, que é zerado cada vez que atinge o valor no registrador de frequência selecionado. Na seqüência, o valor resultante do acumulador de fase é somado com o valor contido no registrador de fase selecionado, provocando um deslocamento de fase no sinal. O valor de saída do somador é truncado para 12 bits, justamente para servir de endereçamento para a tabela de senos contida em uma memória interna. Esta tabela efetua o mapeamento dos valores de fase na entrada para valores correspondentes à amplitude de um sinal senoidal. Um conversor D/A (Digital para Analógico) de 10 bits converte as palavras digitais resultantes da memória em um sinal de corrente, o qual é convertido em tensão pelo resistor interno R na saída. A geração dos outros dois tipos de forma de onda, triangular e quadrada, não serão comentados, pois os sinais gerados devem ser senoidais.

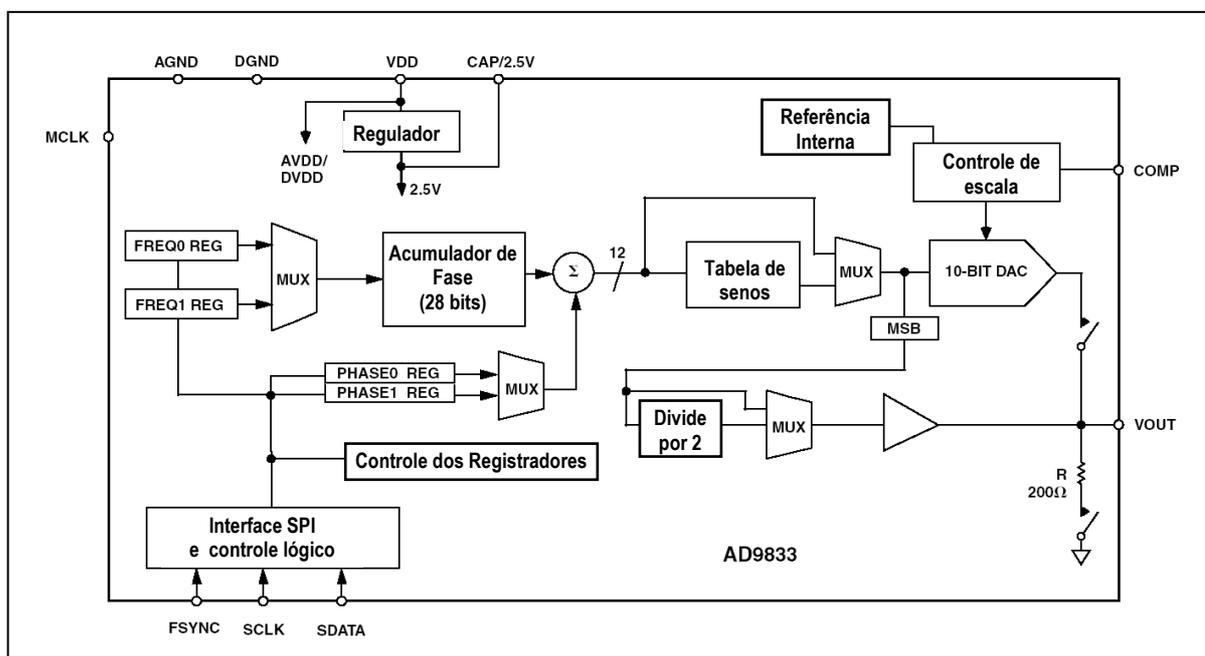


Figura 44 - Diagrama em blocos funcional do gerador de forma de onda programável AD9833.

Fonte: adaptado de Analog Devices (2003).

Quando ocorre uma mudança no valor do registrador frequência selecionado, o acumulador de fase só é atualizado quando este for reinicializado. Desta forma, a mudança de frequência do sinal ocorre no seu valor de máximo (no pico da senóide), não produzindo

descontinuidades no sinal. No caso da fase, uma alteração no registrador de fase selecionado irá refletir instantaneamente em um deslocamento de fase do sinal de saída.

O sinal de saída do DDS usado no circuito de excitação, denominado DDS_e , tem uma amplitude e potência muito abaixo do necessário para excitar a unidade de leitura e, além do mais, este sinal possui amplitude fixa. Para prover um sinal com maior amplitude possível, sem distorções provocadas por saturação no amplificador de potência, decidiu-se empregar um amplificador com ganho programável (AGP). A idéia é proporcionar flexibilidade no caso de modificações no sistema de biotelemetria, tornando fácil a adequação do sinal de excitação sem a necessidade de atuar manualmente em algum componente do circuito.

O diagrama em blocos do circuito de excitação é ilustrado na Figura 45. Conforme observado, o microcontrolador atua na programação do DDS_e e no ajuste de ganho do AGP. O sinal oriundo do DDS_e tem sua amplitude ajustada pelo AGP e um amplificador com ganho unitário ou *driver* de corrente que fornece um sinal v_e com potência para excitar a unidade de leitura do sistema de biotelemetria.

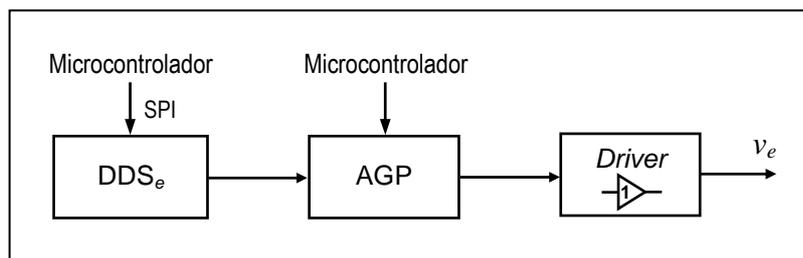


Figura 45 - Diagrama em blocos do circuito de excitação.

No sinal de saída do DDS_e observaram-se raias ao longo da banda espectral do sinal que não correspondiam à sua fundamental. O ruído encontrado é inerente ao dispositivo, sendo gerado pelo processo de conversão D/A. Além disso, sinais harmônicos também podem estar presentes, porém a atenuação destes harmônicos e ruído é superior a 60 dB, não comprometendo significativamente a relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) (ANALOG DEVICES, 2003). Em testes práticos, constatou-se que não há a necessidade do uso de filtros ativos a fim de eliminar as componentes indesejáveis no espectro do sinal.

Para efetuar o ajuste de ganho, um amplificador com ganho programável (AGP) foi desenvolvido. De acordo com a Figura 46, o AGP tem a configuração de um amplificador não-inversor, onde a entrada negativa é ligada a uma chave analógica (IC9) que permite conexão a uma rede resistiva. O ganho é dado pela relação entre o valor de R78 e o resultante

da associação feita na rede. Comparando com o circuito da Figura 48, o AGP implementado mostrou-se simples e pode atuar em uma ampla faixa de ganho.

O amplificador operacional modelo OPA2830 da Texas Instruments foi utilizado no AGP (IC6B). Este dispositivo pode ser alimentado com uma tensão simétrica de até $\pm 5,5$ V, apresenta consumo de energia reduzido, oferece uma largura de 230 MHz para ganho unitário e possui um elevado *slew rate* (500 V/ μ s). Quando alimentado com ± 5 V permite que o sinal de saída atinja amplitudes muito próximas à tensão de alimentação (*rail-to-rail*), mais precisamente $\pm 4,82$ V (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

A maioria dos amplificadores operacionais, especialmente aqueles que possuem encapsulamento SMD, apresenta limitações no fornecimento de corrente a uma carga e de dissipação de potência. Visando contornar estes problemas, o amplificador BUF 634 da Texas Instruments foi escolhido para implementar o *driver* do circuito de excitação. Trata-se de um amplificador de corrente com ganho unitário em tensão que possui um encapsulamento do tipo TO-220, ao qual pode ser adicionado facilmente um dissipador de calor, e suporta uma corrente de saída de até 250 mA (BURR BROWN, 1996).

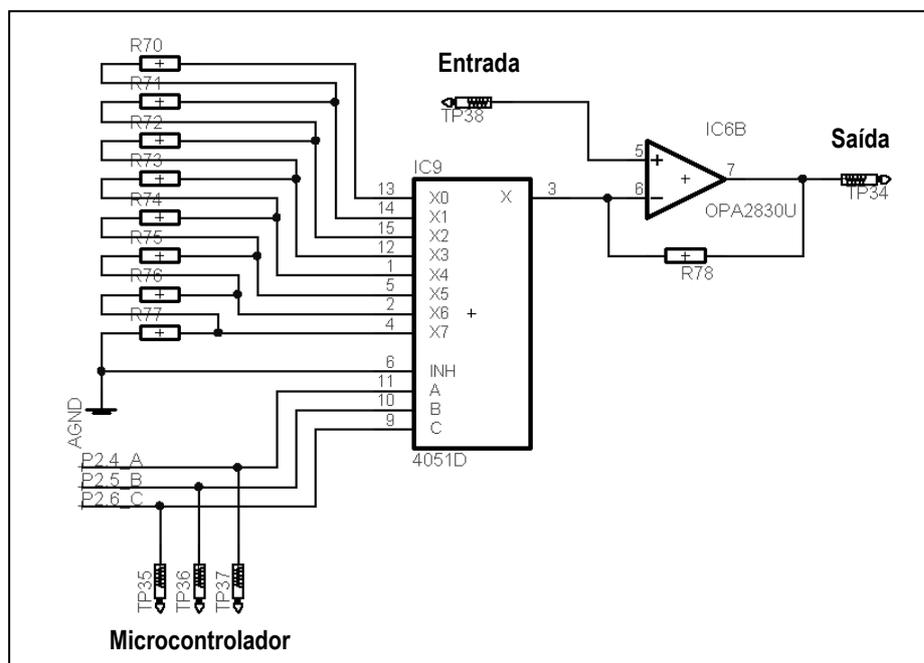


Figura 46 - Esquema elétrico do amplificador com ganho programável (AGP). A entrada é ligada na saída do DDS_e e a saída do AGP é conectada no *driver* de corrente.

5.5.2 Circuito de Leitura

O circuito de leitura é responsável pela aquisição e processamento analógico dos sinais provenientes do sistema de biotelemetria, pela geração do sinal de referência v_R e demais funcionalidades. A Figura 47 apresenta o diagrama em blocos do circuito de leitura. As chaves Ch_1 e Ch_2 , que comutam os sinais v_R , v_{xy} , v_{xy*} , v_e e v_{RI} , foram implementadas através do dispositivo ADG452 da *Analog Device*. Trata-se de um componente que possui 4 chaves analógicas independentes e com características especiais. Este dispositivo se destaca por apresentar resistência de 4Ω para a chave fechada (em curto), isolamento elétrico entre circuito de controle e chaves de 2 kV, larga faixa de alimentação simétrica ($\pm 15 \text{ V}$), suporta corrente contínua de até 100 mA, tem *crostalk* inferior a -80 dB para frequências inferiores a 1 MHz, banda passante de aproximadamente 150 MHz e comando individual via interface paralela com nível TTL (*Transistor Transistor Logic*) (ANALOG DEVICES, 2004).

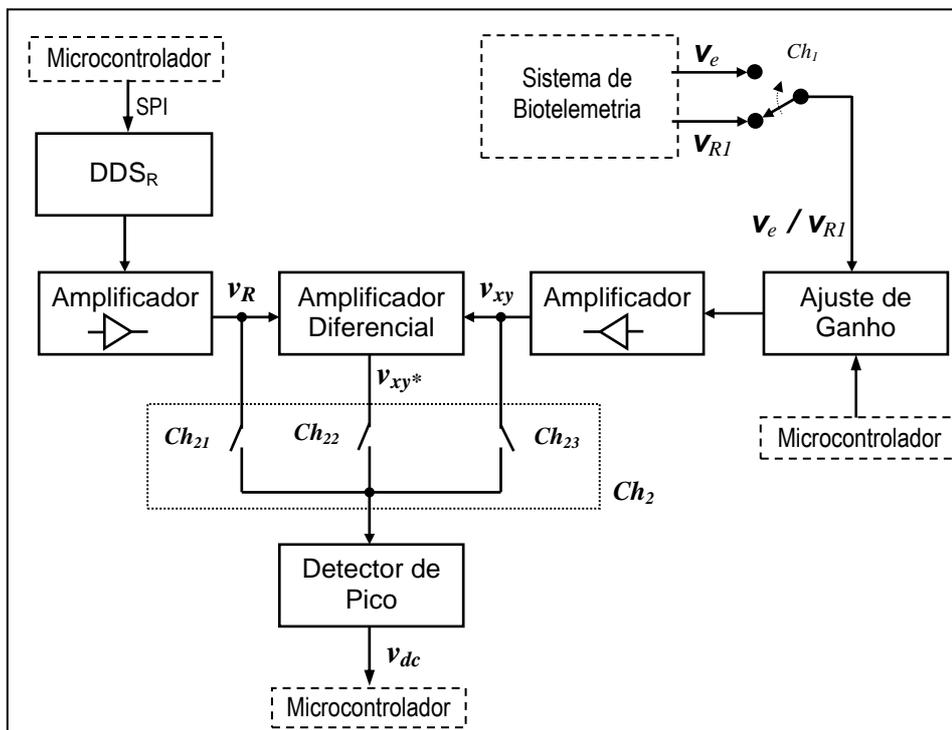


Figura 47 - Diagrama em blocos correspondente ao circuito de leitura.

O sinal selecionado por Ch_1 passa por um circuito de ajuste de ganho (Figura 47). Este circuito foi desenvolvido utilizando-se um amplificador com ganho ajustável por tensão e um

conversor D/A, conforme mostra a Figura 48. O amplificador VCA810 da Texas Instruments foi escolhido para atuar no controle da amplitude do sinal de entrada do circuito de leitura. Este dispositivo possui uma faixa de ajuste de ganho de -40dB a $+40\text{dB}$ com largura de 25 MHz . Uma desvantagem deste amplificador é a limitação de tensão para a entrada e saída, havendo distorções do sinal caso os sinais de entrada ou saída ultrapassem os seus respectivos limiares. Os valores típicos estabelecidos pelo fabricante para a tensão de entrada sugerem que seja inferior a 1 Vpp e que a tensão de saída não ultrapasse 2 Vpp , uma vez que sua alimentação é de $\pm 5\text{ V}$ (TEXAS INSTRUMENTS, 2003). No caso do sinal v_e , sua amplitude máxima foi adequada à entrada do VCA810 usando-se um divisor resistivo antes de Ch_1 .

O microcontrolador deve atuar no ganho do amplificador VCA810, porém este controle só pode ser feito através de um sinal *dc*, o que torna necessário o uso de um conversor D/A. O conversor DAC7512 da Texas Instruments foi escolhido. Este dispositivo possui 12 bits de resolução, interface SPI, um único canal, referência interna e encapsulamento SMD com apenas 6 pinos (TEXAS INSTRUMENTS, 2002). A Figura 48 mostra o circuito de ajuste de ganho desenvolvido. A conversão de nível da tensão de saída do conversor D/A para a tensão de entrada do VCA810 foi feita através de diodos (D7, D8 e D9) e alguns resistores (R29, R30 e R31).

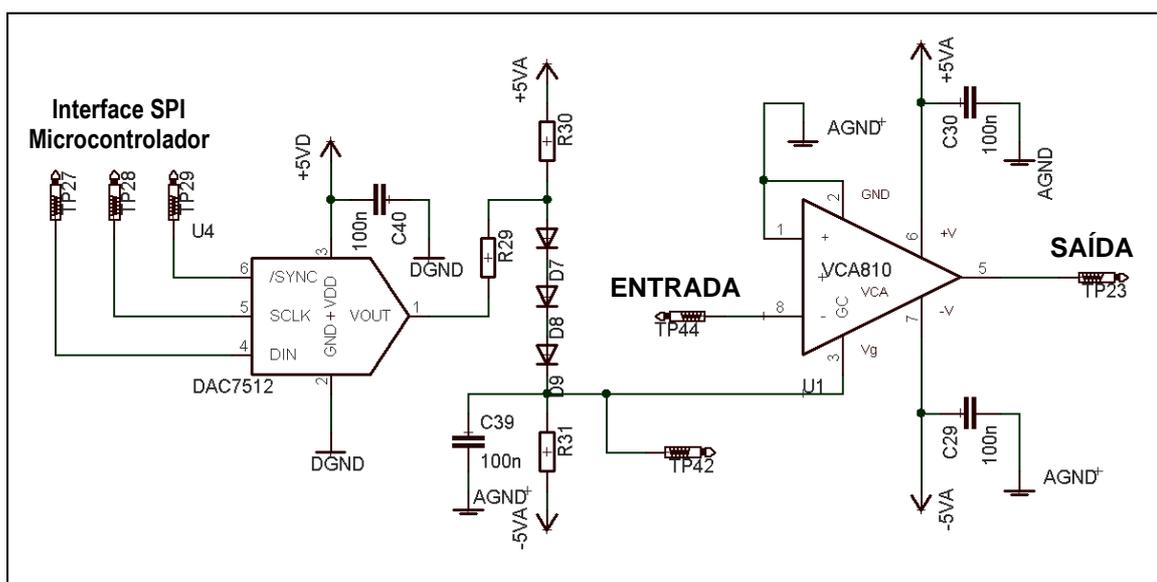


Figura 48 - Esquema elétrico do circuito de ajuste de ganho.

O DDS_R é responsável por gerar o sinal de referência v_R (Figura 47), o qual é ajustável em fase e frequência. Para saber a fase relativa de v_{xy} é necessário que o DDS_R produza um sinal com mesma frequência do DDS_e . A programação da frequência para os dois dispositivos (DDS_e e DDS_R) deve ser feita simultaneamente para evitar desvios de fase aleatórios. Desta forma, a diferença de fase entre estes dois dispositivos é mantida constante com a mudança de frequência. Variando-se a fase do DDS_R é possível igualar com a fase de v_{xy} . Quando isto ocorrer, v_{xy}^* será mínimo e, sabendo a fase inicial do DDS_R , é possível determinar a fase relativa de v_{xy} , que é a própria fase de Z_{ent} .

O sinal resultante do circuito de ajuste de ganho tem amplitude inferior a 2 Vpp, devido à limitação de saída do VCA810. Para obter uma maior sensibilidade na subtração dos sinais referentes a v_R e v_{xy} , é necessário que a amplitude destes sinais sejam aumentadas antes de entrar no amplificador diferencial. Em virtude disto, um amplificador, formado pelo dispositivo OPA2830, foi incluído após o circuito de ajuste de ganho, ou seja, na saída do VCA810. O mesmo princípio foi empregado para maximizar a amplitude do sinal de saída do DDS_R .

O amplificador diferencial THS4141 da Texas Instruments foi usado para realizar a subtração entre os sinais v_R e v_{xy} . Este dispositivo possui largura de banda de 160 MHz, *slew rate* de 450 V/ μ s, ruído de entrada típico de 6,5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, além de possuir entradas e saídas diferenciais. Esta última característica implica que suas saídas balanceadas podem ser usadas para rejeição de ruído comum, bem como reduzir as distorções de segunda harmônica (TEXAS INSTRUMENTS, 2000b). A Figura 49a ilustra as características diferenciais do THS4141 como vantagens de sua topologia. O circuito do amplificador diferencial empregado é mostrado na Figura 49b, o qual foi sugerido pelo fabricante. Neste circuito foram utilizados resistores selecionados e com 1% de tolerância para minimizar erros diferenciais sistemáticos.

O sinal v_{xy}^* resultante da subtração efetuada pelo amplificador diferencial ainda precisa ser transformado em um sinal *dc* para facilitar a leitura de sua amplitude pelo microcontrolador. Para este propósito, um detector de pico, apresentado na Figura 50 e semelhante ao usado por Oliveira (2007), foi empregado. Além de simples, este circuito não requer uma chave de *reset* para inicializar o detector a cada amostragem feita pelo microcontrolador. Note que foi usado um divisor resistivo, formado por R60 e R61, para reduzir a faixa de amplitude da saída do detector de pico (pino 7 e ICB8) de 0 a +5 V para 0 a +2,5 V, ficando compatível com a faixa de entrada do conversor A/D do microcontrolador.

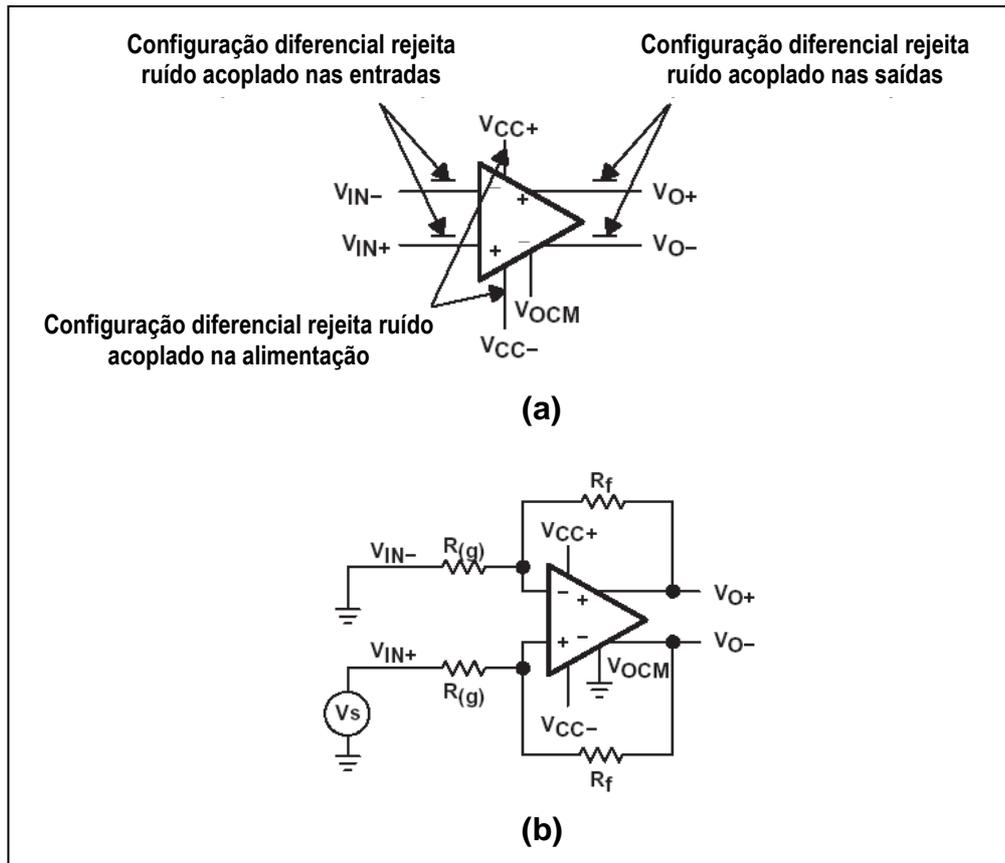


Figura 49 - Amplificador diferencial usando o dispositivo THS4141. (a) Símbolo deste amplificador diferencial mostrando suas características diferenciais. (b) Circuito sugerido pelo fabricante para entrada única de sinal.

Fonte: Texas Instruments (2000a).

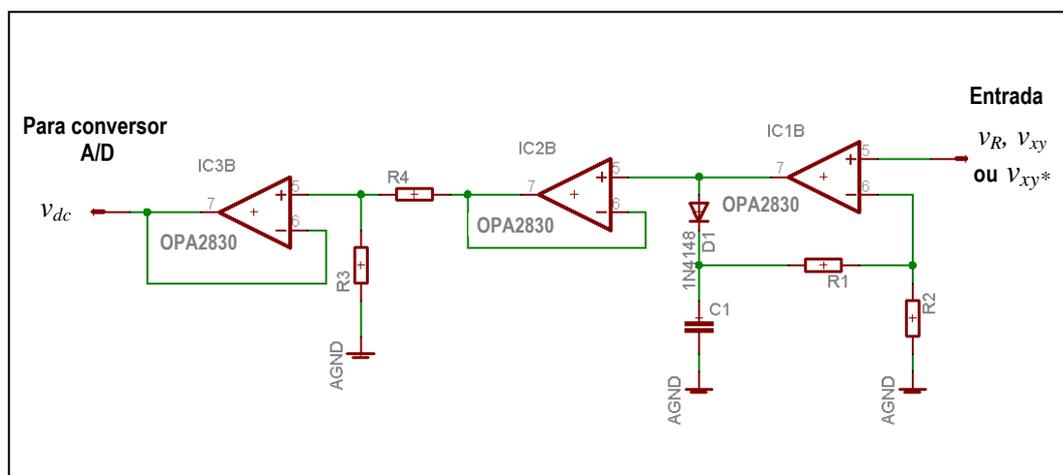


Figura 50 - Diagrama esquemático do circuito detector de pico utilizado.

5.5.3 Microcontrolador e Interfaces

O controle dos circuitos de excitação e leitura é feito diretamente pelo microcontrolador, o qual recebe instruções de comando provenientes de um computador. O microcontrolador MSP430F149 da família de microcontroladores MSP430 da Texas Instruments foi adotado.

O microcontrolador MSP430F149 é um dispositivo otimizado de baixo consumo que disponibiliza uma variedade de periféricos internos, como conversor A/D, geradores PWM (*Pulse Width Modulation*), temporizadores, entre outros. Seu núcleo é formado por uma unidade de processamento com arquitetura RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) de 16 bits que possibilita a execução de uma instrução em 125 ns (para *clock* de 8 MHz), incluindo multiplicador por *hardware* e registradores de 16 bits. Este microcontrolador possui três tipos de memória interna: 60 kBytes de memória de programa do tipo *Flash*; 2 kBytes de memória RAM (*Random Access Memory*) para dados; e 256 Bytes de memória *Flash* para armazenamento de dados. Internamente, o dispositivo disponibiliza um conversor A/D de 12 bits com 8 canais, incluindo referência interna, *sample-and-hold* integrado e função de amostragem por varredura. O microcontrolador também provê seis portas de 8 bits que podem ser usadas como I/O (*Input/Output*) ou conectar-se diretamente a periféricos internos via seleção por meio de registradores (TEXAS INSTRUMENTS, 2000a).

O sistema microcontrolado, envolvendo o microcontrolador, interfaces e conexões com os demais dispositivos do equipamento, é apresentado na Figura 51. Além dos periféricos citados acima, o MSP430F149 possui duas portas seriais do tipo USART (*Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter*), que podem ser configuradas para operar nos modos UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*), SPI ou I²C, permitindo comunicação bidirecional com taxas de transferência superiores a 115200 bps (bits por segundo) (TEXAS INSTRUMENTS, 2000a). Uma destas portas opera no modo USART e é utilizada para prover comunicação bidirecional com um computador (Figura 43). A compatibilidade com o padrão RS-232, utilizado na interface serial do computador, foi atingida por meio do conversor de sinais MAX3222 da Texas Instruments. A segunda porta serial funciona no modo SPI, sendo usada de forma compartilhada para a programação do DDS_e, DDS_R e do conversor D/A externo.

Uma interface JTAG (*Joint Test Action Group*) possibilita a programação do microcontrolador, a depuração e o controle do processamento do *firmware* no próprio circuito, mediante um computador e um *software* exclusivo.

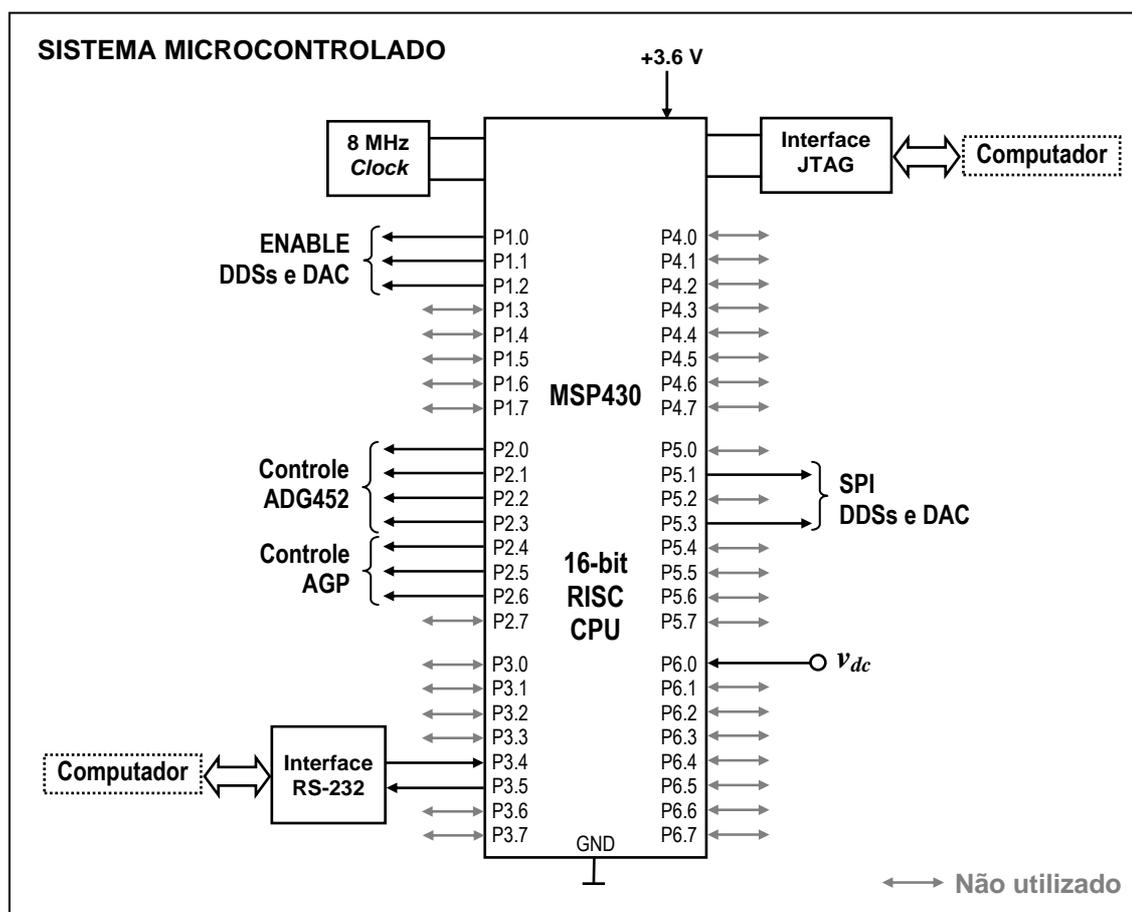


Figura 51 - Sistema microcontrolado, incluindo as interfaces RS-232 e SPI.

5.5.4 Programa de gerenciamento embarcado

Atualmente, a maioria das funções de controle de dispositivos e execução do procedimento de medição de impedância do software embarcado no microcontrolador estão prontas e funcionando corretamente. O *firmware* foi desenvolvido em linguagem C na plataforma de desenvolvimento IDE da IAR Systems, exclusiva para microcontroladores MSP430. Este aplicativo, que funciona no sistema operacional *Windows*, admite códigos em *assembler*, C ou C++, provê funções como depuração, compilação, geração de arquivo binário correspondente ao código e carregá-lo na memória Flash do microcontrolador via interface JTAG. Ainda é possível simular o código gerado no próprio ambiente de desenvolvimento ou ainda depurar o código em tempo real de execução (IAR SYSTEMS, 2004).

O usuário interage com o equipamento através de um computador conectado na interface serial do equipamento. Para isto, é necessário ter um terminal remoto de comunicações instalado no computador, tal como o *Hyper Terminal* do *Windows*. O *firmware*

é capaz de identificar caracteres pré-definidos recebidos e executar comandos a partir deles. Quando o equipamento é inicializado, uma tela de apresentação é mostrada no terminal e em seguida um *prompt* de comando aparece para que o usuário entre com o comando. As funções disponíveis no *firmware* são:

- Seleção de ajuste manual dos DDSs (DDS_e e/ou DDS_R): frequência e fase;
- Ajuste de parâmetros (DDSs e conversor D/A): incremento ou decréto de 1 a 100.000 no valor do parâmetro;
- Localização automática da frequência de ressonância (detecção do máximo de v_{xy}), possibilitando estabelecer automaticamente a frequência de medição f_M ;
- Medição automática da fase de Z_{ent} em f_M .

O tamanho do código resultante ficou menor que 20 kBytes, restando ainda 40 kBytes disponíveis na memória flash. Além disso, o compilador possibilita otimizar código binário a ser executado para um menor tamanho ou uma maior velocidade de execução. Ainda resta desenvolver uma função para medição automática do módulo de Z_{ent} e outra para o cálculo do módulo e da fase de Z_i a partir das variáveis conhecidas do sistema de biotelemetria (L_1 , L_2 , etc.).

5.5.5 Medição de dois sistemas de biotelemetria

Inicialmente, por questões práticas, o equipamento foi projetado para a medição de um único sistema de biotelemetria. Sabendo da necessidade de ter dois sistemas de biotelemetria distintos, com o intuito de medir a bioimpedância em duas frequências diferentes, um novo sistema de medição foi proposto visando usar o mesmo equipamento. A Figura 52 apresenta o sistema projetado. A chave Ch_3 seleciona qual dos sistemas de biotelemetria que receberá v_e , enquanto que Ch_4 permite selecionar um dos seguintes sinais: v_{R1a} , v_{R1b} ou v_e . Observe que v_e é uma fração conhecida de v_e e estabelecida pelo divisor resistivo formado por R_{e1} e R_{e2} . Conforme mencionado anteriormente, a redução da amplitude de v_e é necessária para respeitar o valor máximo de tensão admitido pelo amplificador de ganho ajustável do circuito de leitura do equipamento. Conhecendo-se a relação entre R_{e1} e R_{e2} é possível recuperar o valor de v_e . Note que a chave Ch_1 do circuito de leitura é substituída por Ch_4 .

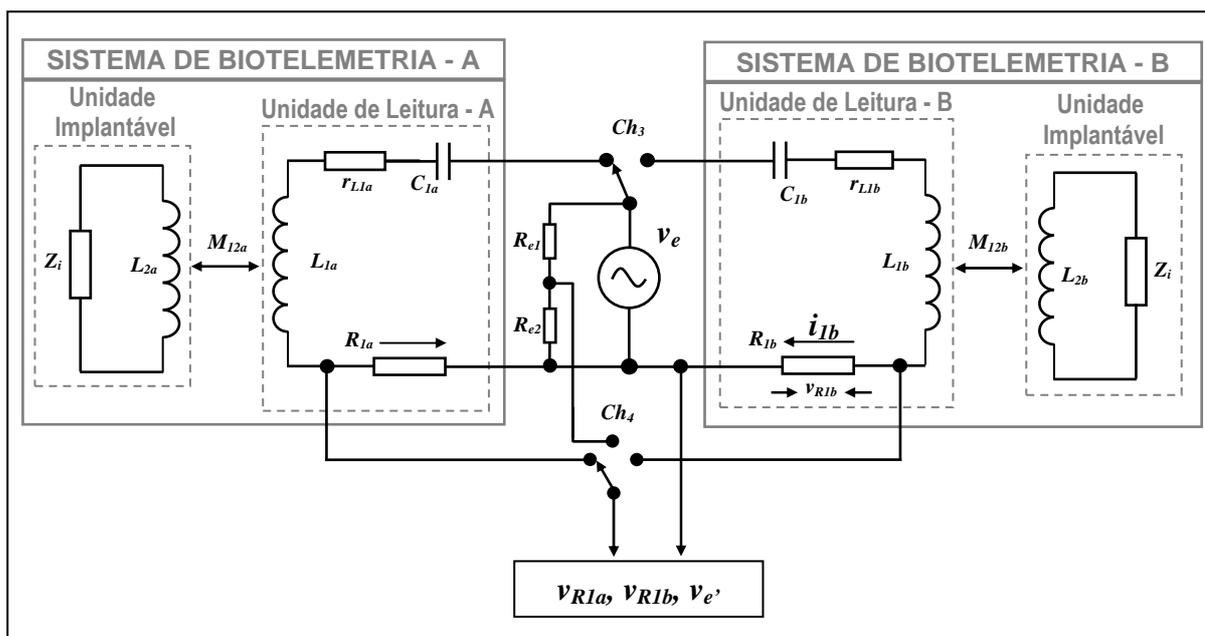


Figura 52 - Configuração do sistema de medição para dois sistemas de biotelemetria.

5.6 CONCLUSÕES

A elevada relação custo-benefício de um analisador de impedância comercial para medir a impedância de sistemas práticos de biotelemetria torna seu uso inviável. Algumas das técnicas tradicionais e dispositivos para medir a fase de uma impedância apresentam baixa resolução, enquanto outras são complexas e o custo do *hardware* para tal finalidade é elevado. Em meio a estas desvantagens, uma nova técnica de medição de fase, compreendendo um método de detecção de coincidência de fase entre dois sinais senoidais e um sistema de medição, foi apresentada. A simplicidade desta técnica de medição possibilitou o desenvolvimento de um equipamento para a aquisição de impedância, caracterizado por circuitos de baixa complexidade e custo. A implementação prática do equipamento, com todas as alterações citadas, foi parcialmente concluída até o presente momento. Portanto, pode haver pequenas modificações nos circuitos ou componentes até que os resultados esperados sejam atingidos. Por fim, um sistema de medição para dois sistemas de biotelemetria foi proposto, permitindo o uso do mesmo equipamento para ambos os sistemas.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS

6.1 INTRODUÇÃO

O equipamento de medição elaborado foi submetido a avaliações de medições de fase. Com base nos resultados práticos da impedância medida em carnes, modelos foram criados para a avaliação da medida destes através do sistema de biotelemetria. Este método foi utilizado para fins de validação do sistema. Em um segundo momento, o sistema de biotelemetria desenvolvido é usado na aquisição da bioimpedância de amostras de carne, visando obter o parâmetro P_y e a taxa de anisotropia. Os procedimentos e resultados destes experimentos realizados serão apresentados e comentados neste capítulo.

6.2 AVALIAÇÃO PRELIMINAR DO EQUIPAMENTO DE MEDIÇÃO

Um protótipo do equipamento de medição de impedância foi desenvolvido parcialmente em módulos para avaliar, primeiramente, a medição de fase. O experimento proposto visa qualificar a resposta do equipamento, mais especificamente sua resolução e a presença de erros. Para isto, optou-se por medir a fase de dois sinais senoidais $v_1(t)$ e $v_2(t)$ de mesma frequência, com amplitudes diferentes e fases programáveis. A geração de cada um destes sinais de entrada foi feita através de dois DDSs semelhantes aos utilizados no equipamento e alimentados com um relógio independente do relógio do módulo de leitura. A diferença de fase real destes sinais foi determinada através de um osciloscópio e usada como calibração para a fase programada.

Uma vez que não há filtros na entrada de sinal do equipamento, limitando a frequência de trabalho, optou-se por explorar uma ampla faixa de frequências (100 kHz a 1,25 MHz). Os sinais senoidais sob teste foram definidos para uma faixa de frequências de interesse indo de

100 kHz a 1,25 MHz, com fase variando de -180 a 180° e amplitudes entre $0,5$ e $1,0 V_{pp}$. O procedimento de medição consiste em inicializar os DDSs com a mesma frequência e fase. A partir deste momento a fase de um deles é alterada para resultar na diferença de fase desejada. A frequência do DDS_R é ajustada na execução do processo de medição.

Medidas foram feitas para as frequências de 100, 250, 500, 750, 1000 e 1250 kHz, considerando a diferença de fase entre os sinais estabelecida de -180 a 180° , com passos de 10° para cada uma das frequências. Conforme os resultados mostrados na Figura 53, observou-se que o erro máximo ficou inferior a $\pm 0,3^\circ$ para toda a faixa. Teoricamente, o erro intrínseco máximo do sistema corresponderia à metade da sua resolução teórica ($0,0879^\circ$), ou seja, aproximadamente $0,044^\circ$.

A fim de melhor avaliar a resolução do equipamento, foram feitas medidas para uma faixa indo de -10 a 10° , com passos de $0,25^\circ$ e na frequência de 1 MHz. A média de 3 amostras de fase foi calculada para cada valor obtido, visando minimizar os desvios. De acordo com os resultados mostrados na Figura 54, o erro máximo ficou limitado a uma faixa menor que $0,2^\circ$.

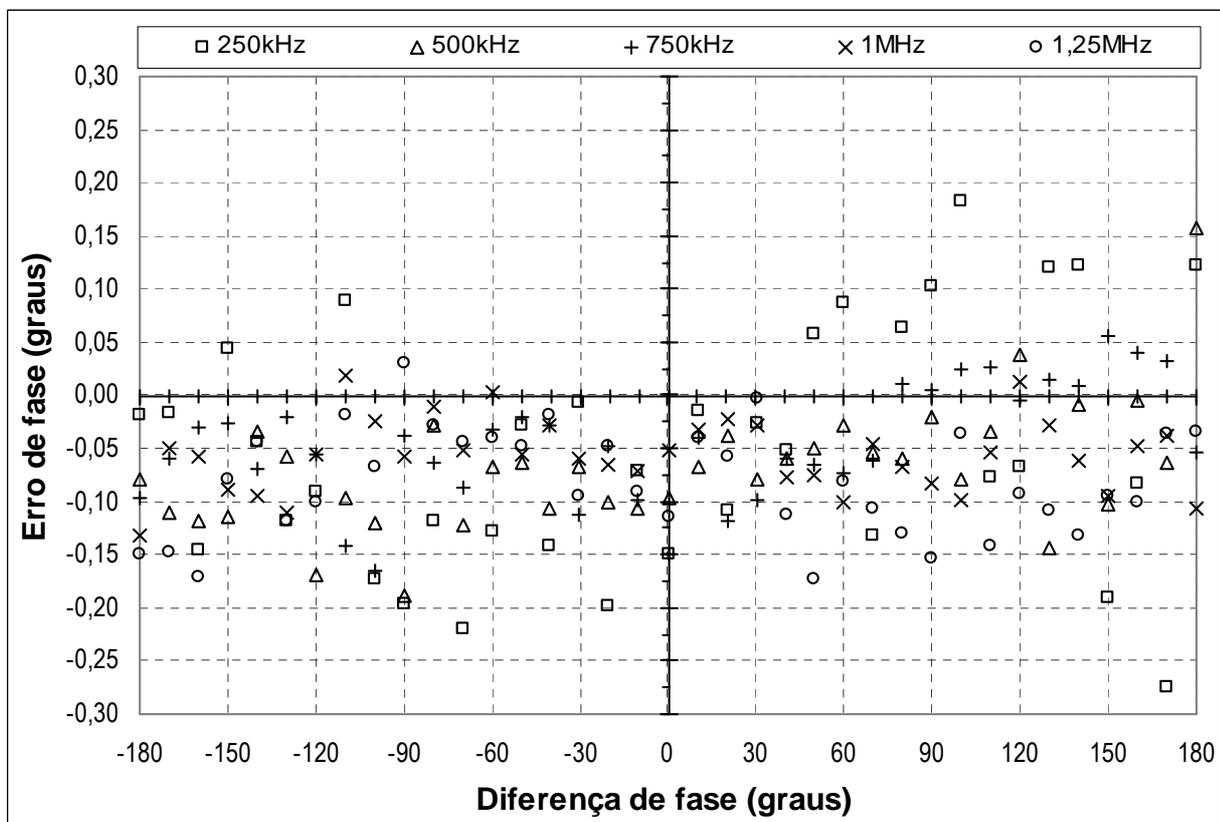


Figura 53 - Erro de fase obtidos nas medições realizadas pelo equipamento em relação às fases programadas nos DDSs.

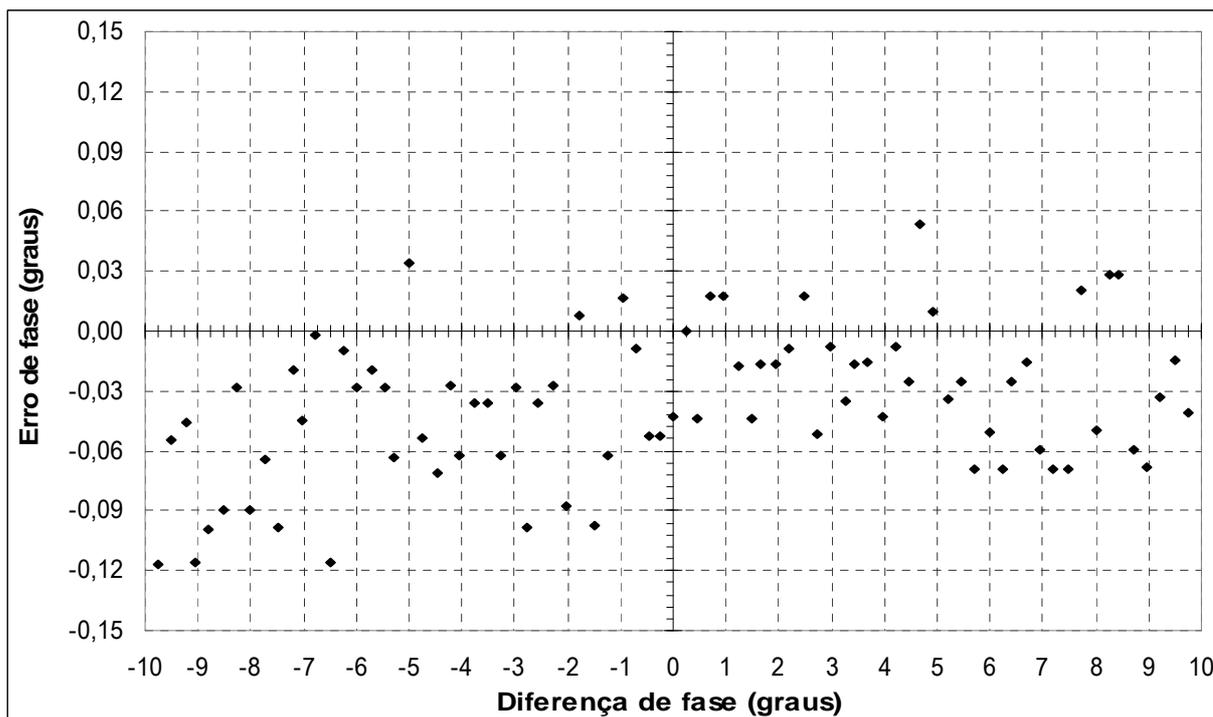


Figura 54 - Erros na medida de fase para a frequência de 1 MHz, considerando passos de $0,25^\circ$ e média de 3 amostras para cada valor de fase obtido.

6.3 VALIDAÇÃO DO SISTEMA DE BIOTELEMETRIA PARA AQUISIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA

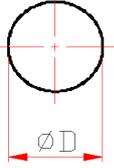
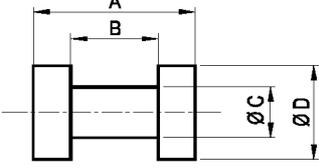
De acordo com o Capítulo 3, o levantamento do espectro da impedância da carne possibilitou a determinação de P_y para diferentes valores de frequência. Tendo em vista o método de medição desenvolvido, é possível obter a parte real e imaginária da bioimpedância. O sistema de biotelemetria e o equipamento de medição apresentados nos Capítulos 4 e 5, respectivamente, permitem que a bioimpedância seja medida em duas frequências distintas. No tópico seguinte, a configuração adotada neste experimento será definida. Na seqüência, os resultados serão apresentados e comentados.

6.3.1 Configuração do sistema de biotelemetria para a aquisição da bioimpedância

O sistema de biotelemetria duplo sugerido no Capítulo 4 foi baseado em critérios de otimização, sendo um deles projetado para uma frequência f_a de 20 kHz e o segundo para uma frequência f_b igual a 500 kHz. As bobinas L_{1a} e L_{1b} foram construídas a fim de maximizar suas indutâncias, e seus valores e formatos são mostrados na Tabela 8 (síntese das Tabelas 6 e 7

apresentadas no Capítulo 4). A distância entre L_{1a} e L_{2a} , da mesma forma que L_{1b} e L_{2b} , foi mantida constante (aproximadamente 0,5 mm) e o coeficiente de acoplamento k_a obtido na prática e usado no cálculo de Z_i . O mesmo é válido para o sistema de biotelemetria B.

Tabela 8 - Parâmetros elétricos e características físicas das bobinas da unidade de leitura (L_{1a} e L_{1b}) e das bobinas das unidades sensoras (L_{2a} e L_{2b}).

GEOMETRIA					
L_{1a} e L_{1b}		L_{2a} e L_{2b}			
					
L	ØD	A	B	ØC	ØD
100,0 mm	10,0 mm	11 mm	5,6 mm	4,0 mm	10,0 mm
SISTEMA A			SISTEMA B		
$f_a = 20 \text{ kHz}$			$f_b = 500 \text{ kHz}$		
	L_{1a}	L_{2a}		L_{1b}	L_{2b}
Indutância (μH)	9.325	662,5	Indutância (μH)	195,27	10,61
Num. de espiras	232	37	Num. de espiras	61	11
RL (Ω) *	8,70	1,06	RL (Ω) *	11,77	0,32
f_0 (kHz) *	237,8	2.180,0	f_0 (kHz) *	2.503	9.520
C_{1a} (nF) *	7,04		C_{1b} (pF) *	0,522	
k_{12x} **	0,28		k_{12x} **	0,219	

* Valores práticos obtidos utilizando-se um analisador de impedância modelo 4294, fabricado pela Agilent Instruments, na frequência de operação do componente.

** Coeficiente de acoplamento k obtido através do método usado por Hara (2008).

6.3.2 Modelos de bioimpedância

A avaliação preliminar do sistema proposto foi realizada através de modelos de Z_i para as frequências de medição estabelecidas. A impedância de cada um destes modelos corresponde aos valores das partes real e imaginária da bioimpedância medida em um determinado dia e nas frequências f_a e f_b , mais especificamente no 2º, 8º e 14º dia *post mortem*. Na prática, cada modelo é formado por um circuito RC série. Portanto, dadas às condições, seis modelos diferentes foram construídos, ou seja, cada modelo relacionado a um

dia de amostragem (2°, 8° e 14° dia *post mortem*) e a uma frequência (20 e 500 kHz). A Tabela 9 apresenta os valores teóricos e medidos para cada par R_m e C_m que formam um modelo, ou seja, uma amostra de Z_i . Note que os valores dos componentes práticos usados ficaram muito próximos dos calculados.

Tabela 9 - Valores teóricos e práticos para os modelos de Z_i .

20 kHz								
TEÓRICO					PRÁTICO MEDIDO			
Dia	*Re (Z_i)	*Im (Z_i)	R_m (Ω)	C_m (nF)	R_m (Ω)	C_m (nF)	Re (Z_i)	Im (Z_i)
2	64,48	-15,67	64,48	507,81	64,30	491,22	64,30	-16,20
8	53,09	-10,39	53,09	766,13	52,87	756,44	52,87	-10,52
14	48,01	-7,94	48,01	1002,21	48,23	977,61	48,23	-8,14

500 kHz								
TEÓRICO					PRÁTICO MEDIDO			
Dia	*Re (Z_i)	*Im (Z_i)	R_m (Ω)	C_m (nF)	R_m (Ω)	C_m (nF)	Re (Z_i)	Im (Z_i)
2	33,91	-5,16	33,91	61,66	33,81	60,43	33,87	-5,30
8	30,39	-4,18	30,39	76,16	30,70	74,23	30,73	-4,30
14	28,82	-3,50	28,82	90,83	28,82	96,40	28,90	-3,31

*Os valores de Re(Z_i) e Im(Z_i) assumidos como teóricos correspondem às amostras extraídas dos espectros obtidos e mostrados nas Figuras 14 e 15 do Capítulo 3. Os valores práticos de R_m e C_m foram adquiridos, utilizando-se o analisador de impedância modelo 4294, fabricado pela Agilent Instruments, nas respectivas frequências de medição.

Antes de realizar as medições com os modelos, efetuou-se um teste com uma ponte resistiva, objetivando verificar a linearidade da resposta (parte real apenas) obtida com o sistema de biotelemetria. Foram selecionados sete valores de resistência dentro da faixa da parte real da bioimpedância. O valor de cada resistor (R_m) foi medido através do analisador de impedância, para ambas as frequências de medição. Cada resistor apresentou uma reatância indutiva tão pequena que foi desprezada (menor que 50 m Ω). A seguir os resultados serão apresentados e comentados.

6.3.3 Resultados Obtidos

O resultado da medição das resistências R_m (correspondente a A – parte real de Z_i) é mostrado na Figura 55, enquanto que os respectivos erros, relativos aos valores medidos com o analisador, são exibidos na Figura 56. Verificou-se que as respostas de ambos os sistemas mostraram-se ligeiramente deslocadas entre si, apesar da correlação alta entre os valores medidos e a reta de regressão. Os erros de medição ficaram em uma faixa menor que 4%. Uma equação de calibração linear pode ser usada a fim de corrigir os desvios encontrados, pois percebe-se um erro sistemático sobreposto.

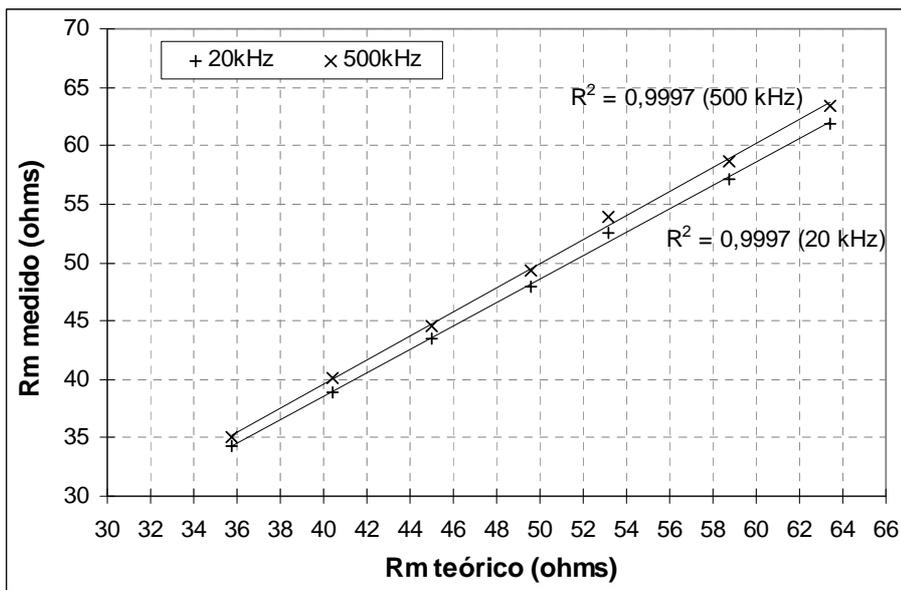


Figura 55 - Resposta do sistema de biotelemetria para as medições realizadas com uma ponte resistiva. Os valores de resistência obtidos (R_m medido) são relacionados com aqueles medidos pelo analisador de impedância (R_m real), chamado de teórico (R_m teórico), sendo considerado como padrão.

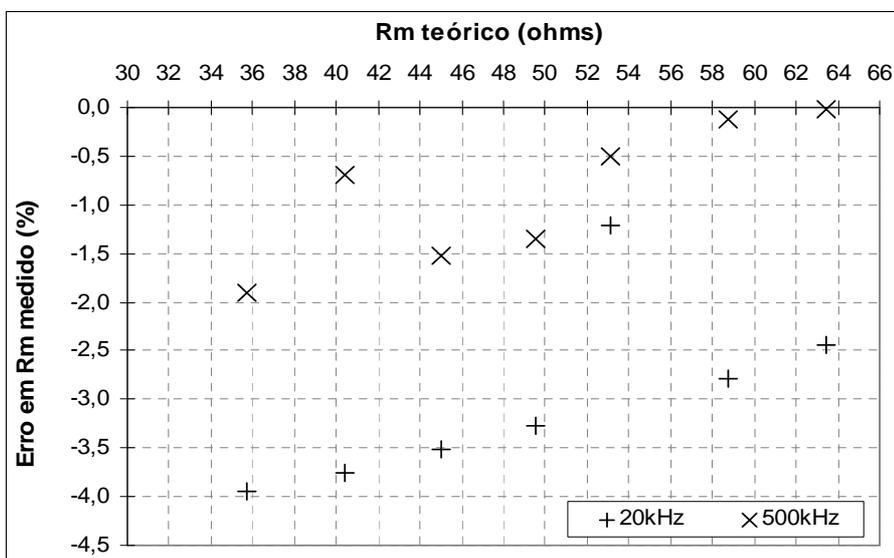


Figura 56 - Erros de medição de R_m com o sistema de biotelemetria.

A última etapa consiste em medir a componente real (A) e a imaginária (B) usando-se os modelos. A Figura 57 mostra o resultado da medição de A , ao passo que a resposta de B é apresentada na Figura 58. Os erros de medição para A e B , calculados com base nos valores de referência obtidos com o analisador de impedância, são mostrados na Figura 59 e na Figura 60, respectivamente.

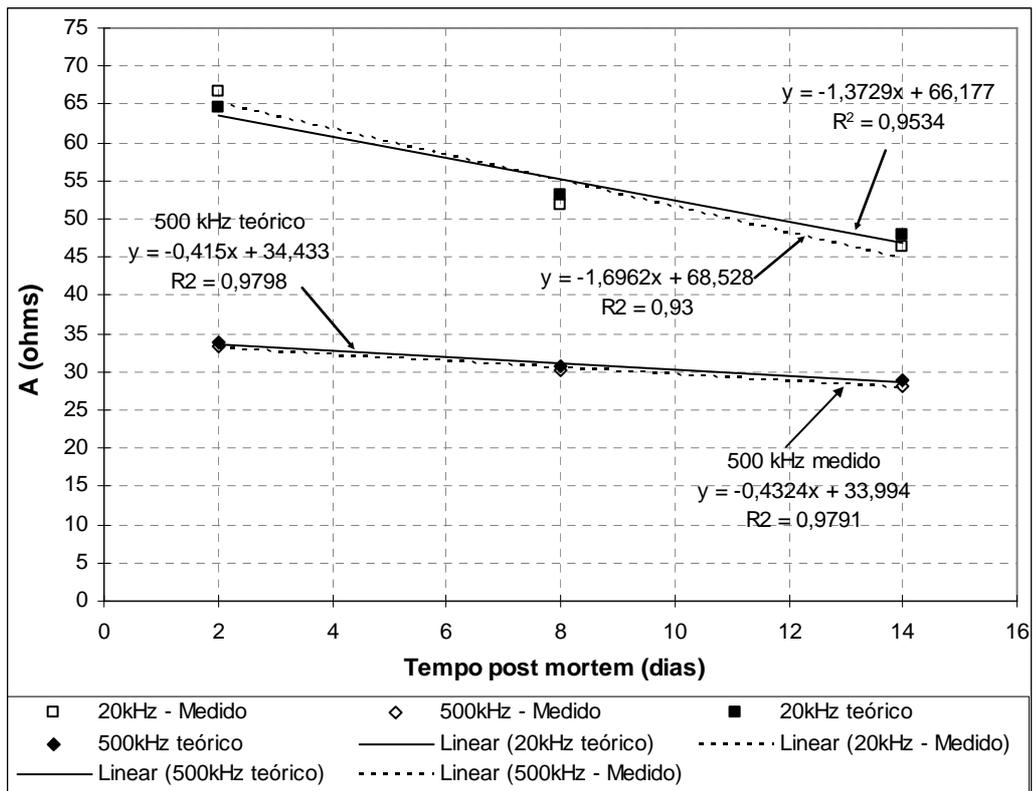


Figura 57 - Resultado da medição da parte real (A) dos modelos, para o 2°, 8° e 14° dia post mortem, e para as frequências de 20 e 500 kHz.

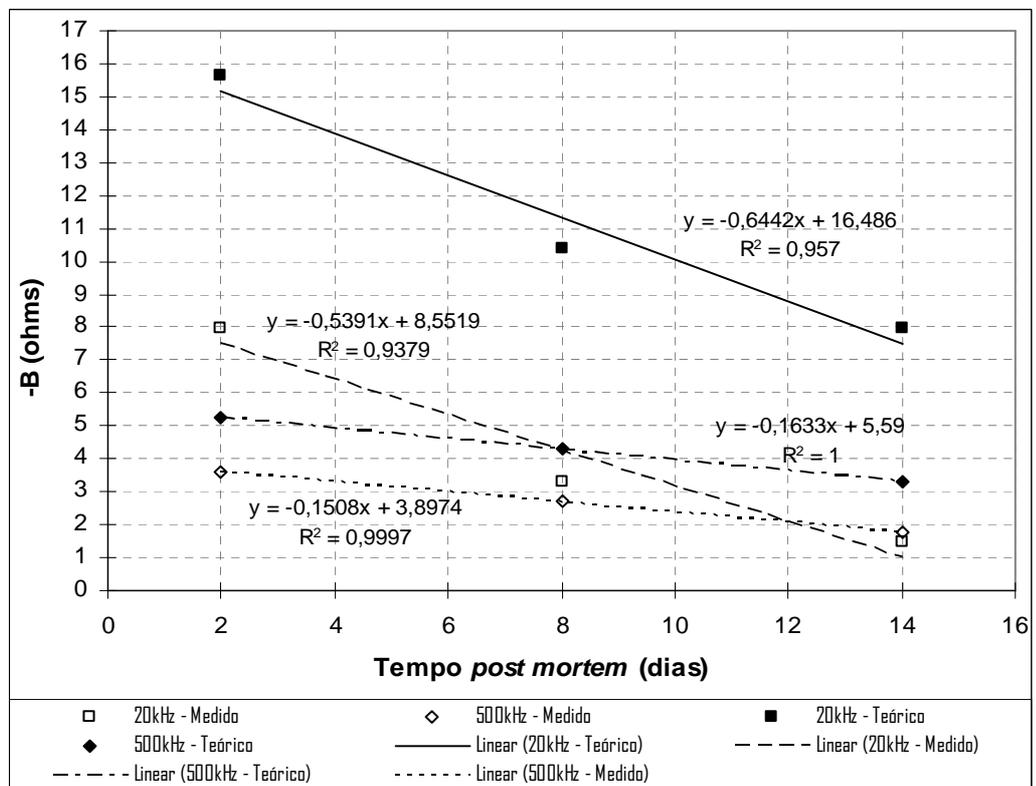


Figura 58 - Resultado da medição da parte imaginária (-B) dos modelos, para o 2°, 8° e 14° dia post mortem, e para as frequências de 20 e 500 kHz.

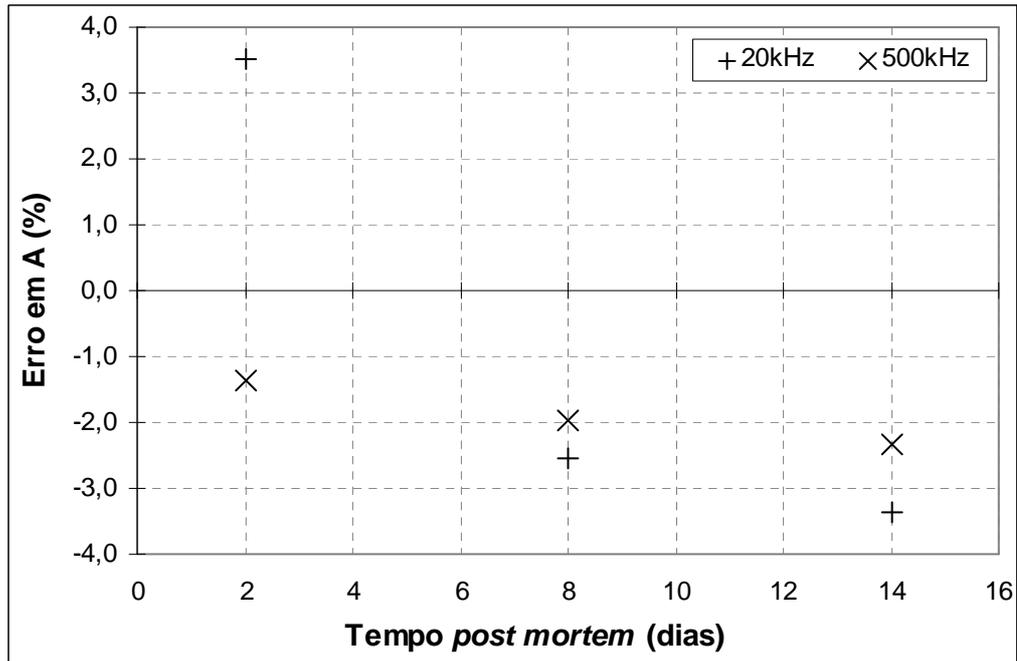


Figura 59 - Erros de medição da parte real (A) dos modelos, para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*, e para as frequências de 20 e 500 kHz.

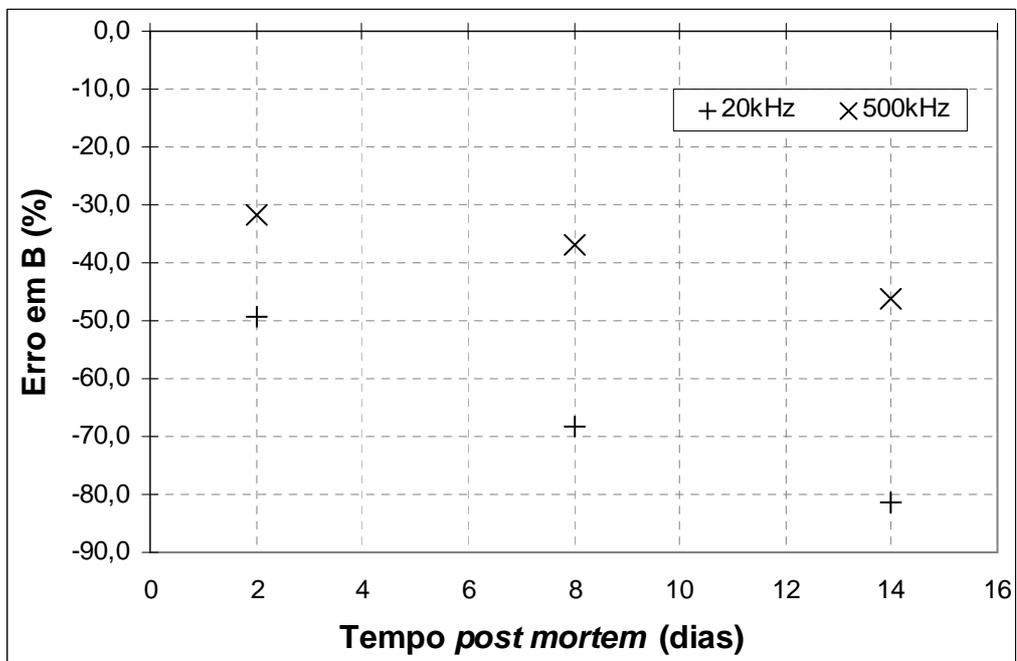


Figura 60 - Erros de medição da parte imaginária ($-B$) dos modelos, para o 2º, 8º e 14º dia *post mortem*, e para as frequências de 20 e 500 kHz.

Os valores medidos de A (Figura 57) se mostram muito próximos dos valores reais, levando a erros menores que $\pm 4\%$, como pode ser visto na Figura 59. No caso de B (Figura 58), os desvios são muito significativos. O erro máximo de B passou a marca de 50% (Figura 60), representando um resultado insatisfatório. Apesar disso, é possível notar que os erros seguem uma tendência ao evoluir no tempo, sugerindo o uso de uma equação de calibração para cada sistema (20 e 500 kHz) a fim de adequar a resposta prática com a teórica. Observe que ao aplicar as respostas em equações de calibração, conforme mostra a Figura 61, o erro máximo se concentra em uma faixa de 14% .

A partir dos valores obtidos de A , para ambas as frequências de medição (20 e 500 kHz), foi possível calcular o parâmetro P_y . A Figura 62 apresenta os valores teóricos e práticos de P_y , além do erro relativo. Note que o erro se torna significativo, para os modelos representativos da bioimpedância correspondentes ao 8° e 14° dia *post mortem*. Isto se deve, particularmente, devido à adição dos erros individuais de A para 20 e 500 kHz ao efetuar a operação de subtração ($R_0 - R_\infty$) inerente à equação de P_y , conforme pode ser observado na Figura 59. Portanto, o parâmetro P_y torna-se mais sensível a erros em A .

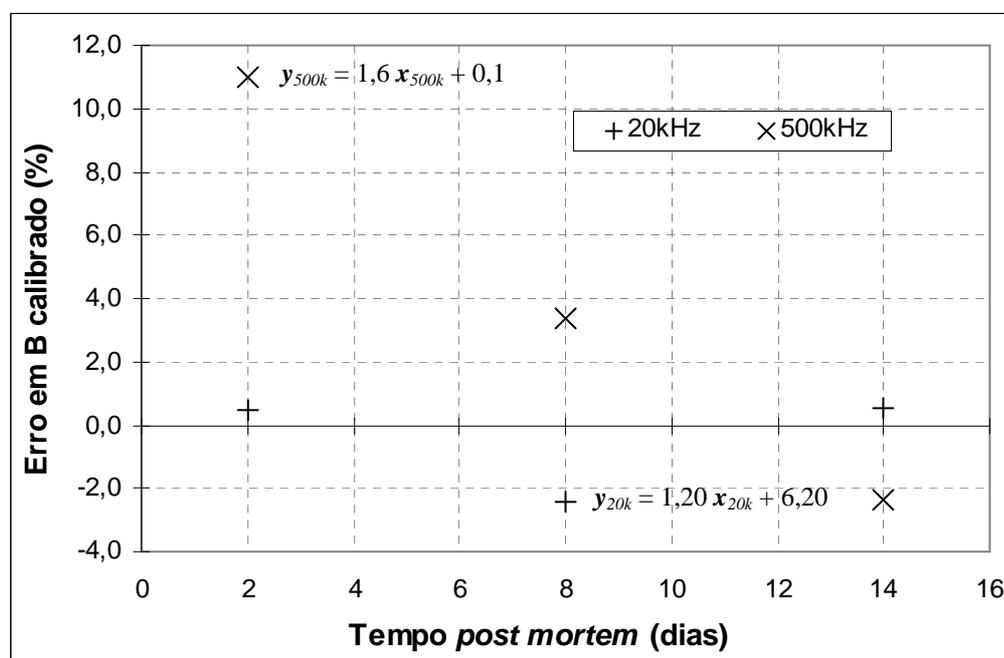


Figura 61 - Erros de medição da parte imaginária ($-B$) dos modelos após aplicar a resposta nas equações de calibração (y_{20k}) e (y_{500k}), mostradas no gráfico, considerando o 2°, 8° e 14° dia *post mortem*, e para as frequências de 20 e 500 kHz.

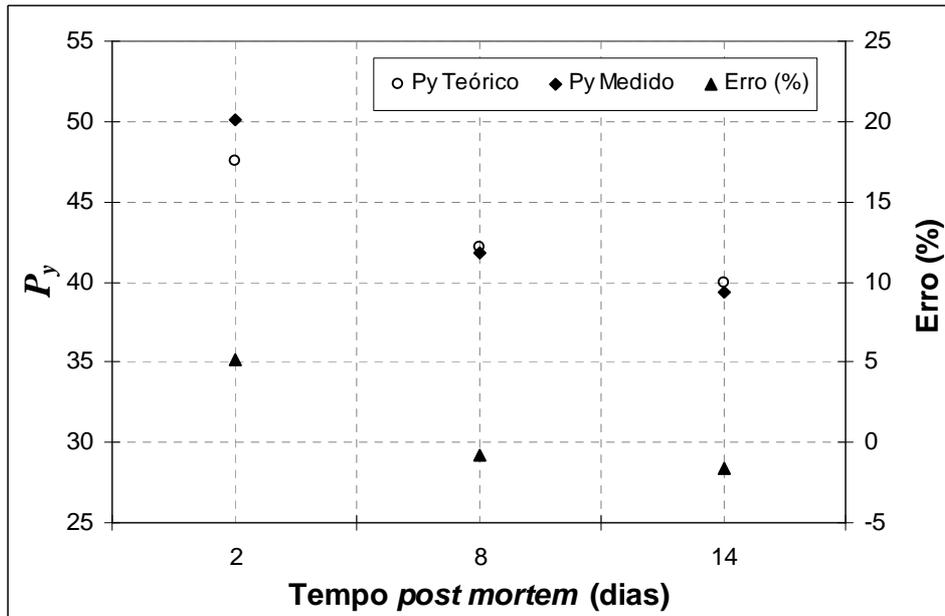


Figura 62 - Valores de P_y teórico, medido e erro percentual para o 2º, 8º e 14º dia post mortem.

6.4 MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA DE AMOSTRAS DE TECIDO USANDO O SISTEMA DE BIOTELEMETRIA DESENVOLVIDO

A validação do uso do sistema de biotelemetria para aquisição da bioimpedância foi abordada na sessão anterior. Os resultados de medições de modelos da bioimpedância foram obtidos e avaliados, porém nenhuma medição foi realizada diretamente em amostras de carne. Esta sessão apresenta experimentos, envolvendo uma aplicação real do sistema de biotelemetria, com o intuito de avaliar o processo de maturação de amostras de carne bovina. Para isso, buscou-se determinar o parâmetro P_y e a taxa de anisotropia. Os resultados são apresentados e comentados.

6.4.1 Metodologia empregada para aquisição da bioimpedância

A aquisição da bioimpedância de amostras de carne através do sistema de biotelemetria envolveu a inserção de três unidades sensoras em uma amostra de carne, duas destas inseridas na direção transversal às fibras musculares e a outra no sentido longitudinal, conforme pode ser visto na Figura 63. Nesta configuração, é possível obter o parâmetro P_y e a taxa de anisotropia. A configuração usada para adquirir o parâmetro P_y compreende o uso de duas unidades sensoras, uma para a frequência de 20 kHz e a outra para 500 kHz, ambas

inseridas no sentido transversal às fibras musculares, permitindo obter aproximações para R_0 e R_∞ . Para a taxa de anisotropia, foi usada a unidade sensora de 20 kHz já inserida no sentido transversal e outra idêntica colocada no sentido longitudinal às fibras musculares.

Um total de 20 amostras de carne, na forma de paralelepípedo, com dimensões de 8 cm x 4 cm x 4 cm (largura x altura x profundidade), foram extraídas da 9ª a 13ª costela de uma peça de contrafilé de um bovino, adquirido no Frigorífico Argus, na cidade de São José dos Pinhais, no estado do Paraná. O procedimento adotado é o mesmo descrito por Dames *et al.* (2007), que foi abordada no Capítulo 3. De acordo com a Figura 63, três unidades sensoras foram inseridas em cada amostra, totalizando 60 unidades sensoras, sendo 40 para operar em 20 kHz e 20 para 500 kHz. Este conjunto, formado pelas três unidades sensoras colocadas em uma amostra de carne, foi embalado a vácuo, através de embalagens plásticas apropriadas. Como não foi possível realizar o processo de embalagem no próprio Frigorífico Argus⁶, este foi efetuado no açougue Domakoski, na cidade de Curitiba, no estado do Paraná. Devido a problemas com o processo de embalagem⁷, restaram apenas 8 amostras no final do processo de maturação. As outras 12 amostras foram descartadas e desconsideradas dos resultados obtidos.

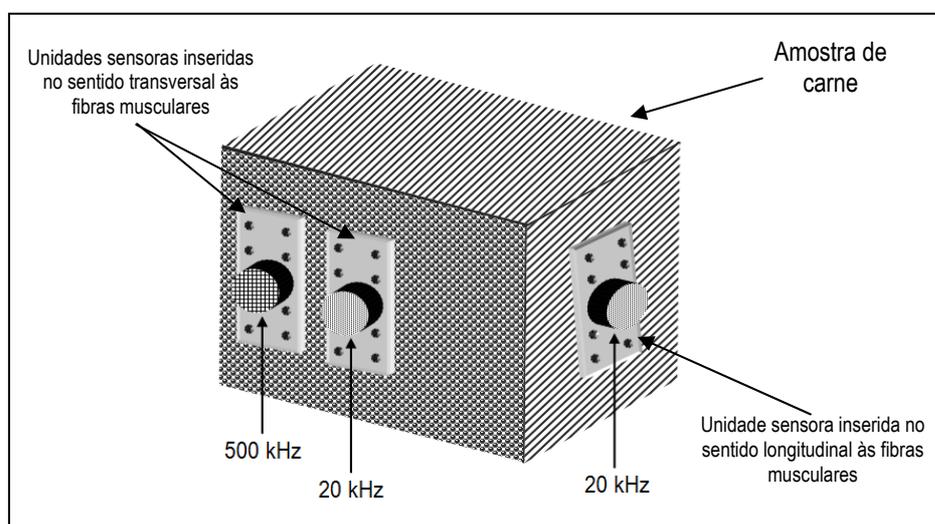


Figura 63 - Configuração das unidades sensoras, dispostas de acordo com o sentido das fibras musculares e com os parâmetros que se deseja medir.

Após o processo de embalagem das amostras, estas foram colocadas em uma câmara térmica (ver Apêndice F), possuindo água em seu interior, refrigerada para uma temperatura

⁶ Na ocasião da coleta das amostras, apenas uma máquina de embalagem a vácuo estava funcionando, o que impossibilitou a parada do processo de produção de carnes do Frigorífico Argus.

⁷ A linha de selagem da embalagem ficou muito estreita e frágil, facilitando o rompimento da selagem. Acredita-se que a própria embalagem usada não tenha sido adequada para a máquina do açougue.

de 4 °C com variação de $\pm 0,2$ °C. Através desta câmara, especialmente desenvolvida para esta aplicação, foi possível manter as amostras na temperatura ideal para o processo de maturação, além da estabilidade na temperatura, o que reduz consideravelmente oscilações nas medições.

O processo de medição consiste da aproximação da unidade de leitura da unidade sensora, com frequências correspondentes. O medidor vetorial de impedância modelo 4294A da Agilent Technologies foi usado para medir a impedância Z_{ent} dos sistemas de biotelemetria, devido à avarias⁸ no equipamento de medição desenvolvido. Primeiramente, a impedância Z_{ent} do sistema de biotelemetria B foi adquirida com a bobina da unidade de leitura do sistema B (L_{1b} - 500 kHz) acoplada na unidade sensora do sistema B (L_{2b} - 500 kHz), inserida transversalmente às fibras musculares da amostra. Em seguida, Z_{ent} do sistema A, referente a unidade sensora (20 kHz) disposta no sentido transversal, foi obtida por meio do acoplamento da bobina da unidade de leitura (L_{1a} - 20 kHz) com a bobina da unidade sensora (L_{2a} - 20 kHz). O mesmo procedimento foi adotado para obter Z_{ent} com a outra unidade sensora, inserida no sentido longitudinal às fibras musculares. No acoplamento entre as bobinas, buscou-se alinhá-las ao centro e garantir a menor distância possível entre elas (0,5 mm).

Do segundo dia até o 14^o *post mortem*, cada amostra é retirada individualmente para que a medição, usando os sistemas de biotelemetria A e B, seja feita. No desenrolar deste processo, 12 das 20 amostras perderam o vácuo, mesmo tendo os devidos cuidados no manuseio destas. Os valores medidos de Z_{ent} foram lançados em uma planilha do Microsoft Excel[®] para que os valores de A ($\text{Re}(Z_i)$) e B ($\text{Im}(Z_i)$) fossem obtidos. Efetuou-se a média de A das 8 amostras em cada dia *post mortem* e a tendência da média foi avaliada. Devido à susceptibilidade de B a erros, os valores de B apresentaram desvios significativos, não exibindo nenhuma tendência clara, e foram desconsiderados. Como o objetivo do presente trabalho é determinar P_y e a taxa de anisotropia, a parte imaginária de Z_i torna-se irrelevante.

6.4.2 Resultados obtidos

A Figura 64 apresenta os resultados de A, do 2^o até o 14^o dia *post mortem*, para as unidades sensoras de 20 kHz e 500 kHz inseridas transversalmente às fibras musculares. Percebe-se que a reta de regressão de A para 500 kHz ($A_{500\text{kHz}}$) segue uma pequena tendência de queda, ao passo que a reta de regressão de A para ($A_{20\text{kHz}}$) exibe uma queda acentuada. Em virtude disto, pode-se assumir $A_{500\text{kHz}}$ como uma referência.

⁸ Os DDSs do equipamento foram danificados durante testes, não havendo tempo hábil para troca destes.

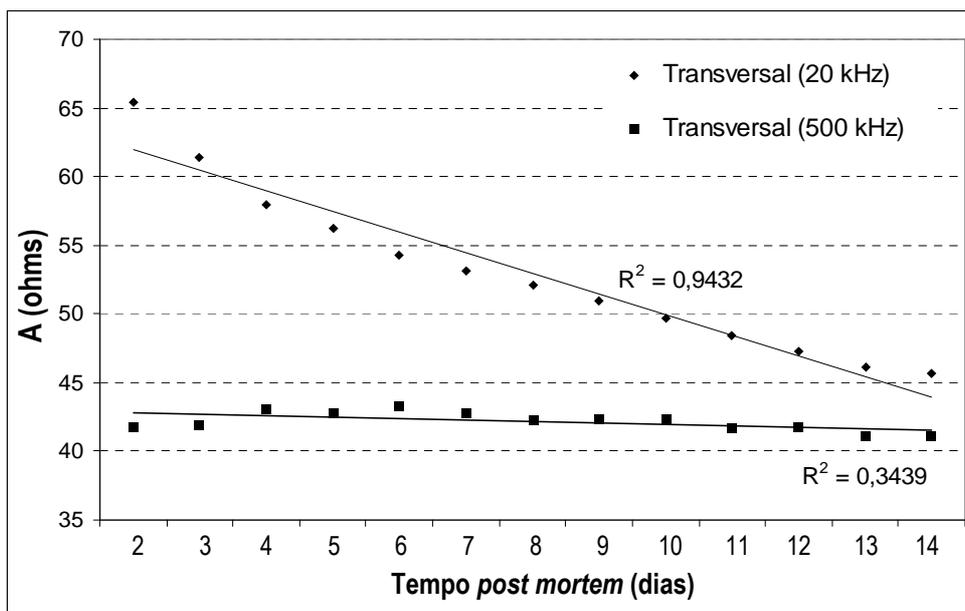


Figura 64 - Valores de A referente a média de 8 amostras para 20 kHz e 500 kHz, com duas unidades sensoras inseridas transversalmente às fibras musculares.

O comportamento de $A_{20\text{kHz}}$, para unidades sensoras inseridas no sentido transversal e longitudinal, também foi analisado. De acordo com a Figura 65, a reta de regressão indica leve declive em $A_{20\text{kHz}}$ no sentido longitudinal, enquanto que a reta de regressão de $A_{20\text{kHz}}$ no sentido transversal mostra uma queda acentuada. Este resultado é esperado, pois com o tempo *post mortem* a carne tende a ser isotrópica.

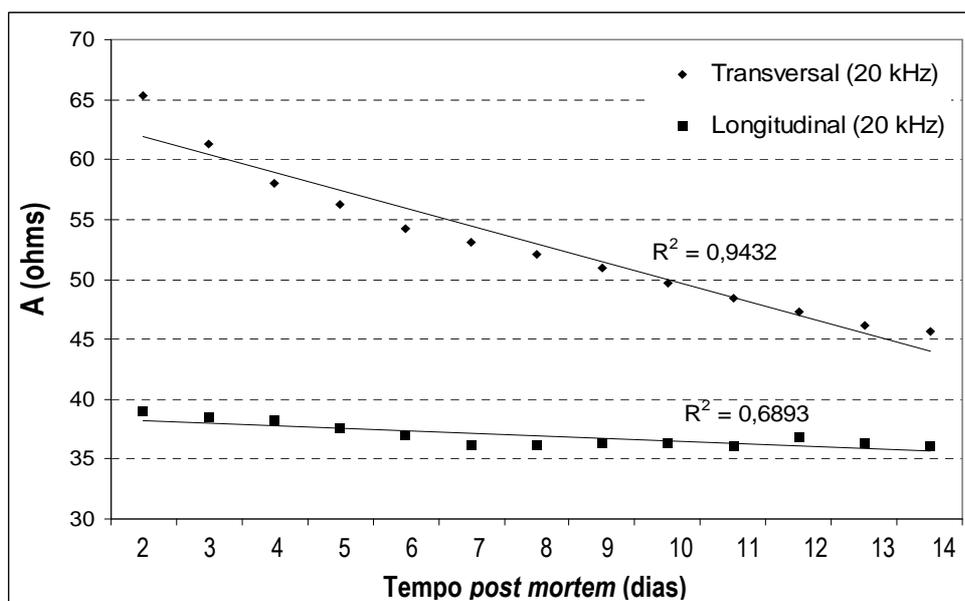


Figura 65 - Valores de A ($\text{Re}(Z_i)$) referente a média de 8 amostras para 20 kHz, com duas unidades sensoras inseridas em sentidos diferentes.

Com base nos resultados apresentados na Figura 64 foi possível determinar o parâmetro P_y ao longo do tempo de maturação. A Figura 66 mostra os valores de P_y . Segundo a reta de regressão mostrada no gráfico, há um decaimento considerável em P_y , conforme o esperado. Analisando P_y do 2º ao 6º dia *post mortem* observa uma tendência de queda maior que do 7º ao 14º dia. Analisando a Figura 12, percebe-se que as tendências evidenciadas são compatíveis com aquelas mostradas nas duas retas pontilhadas que aparecem na Figura 66.

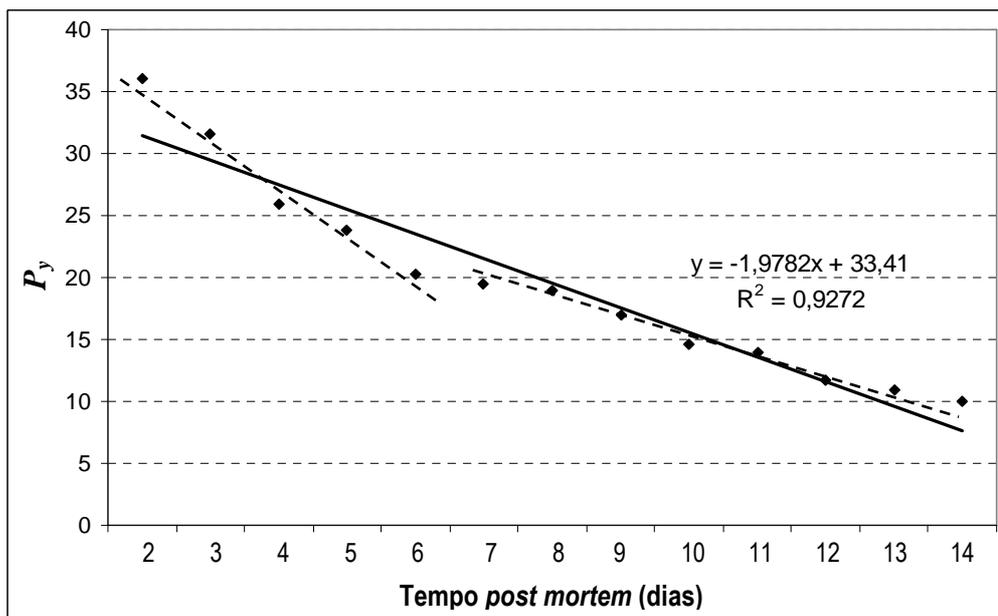


Figura 66 - Valores de P_y calculados do 2º até o 14º dia *post mortem*. A reta de regressão é representada pela linha cheia, enquanto que as linhas pontilhadas mostram duas inclinações diferentes.

A taxa de anisotropia pode ser obtida por meio da razão entre $A_{20\text{kHz}}$ longitudinal por $A_{20\text{kHz}}$ transversal. Os resultados são apresentados na Figura 67. Observa-se que a taxa de anisotropia não parte da condição ideal, ou seja, de zero e não atinge o valor máximo ideal correspondente a um. Existem vários fatores que podem explicar este comportamento. Um deles consiste do fato das medições começarem no 2º dia *post mortem* e não logo após o abate do animal. No final do tempo de maturação, o tecido muscular não perde totalmente suas características, uma vez que o objetivo do processo de maturação não é este. Além disso, é difícil inserir os eletrodos exatamente no sentido longitudinal ou transversal, até porque as miofibras não são perfeitamente alinhadas.

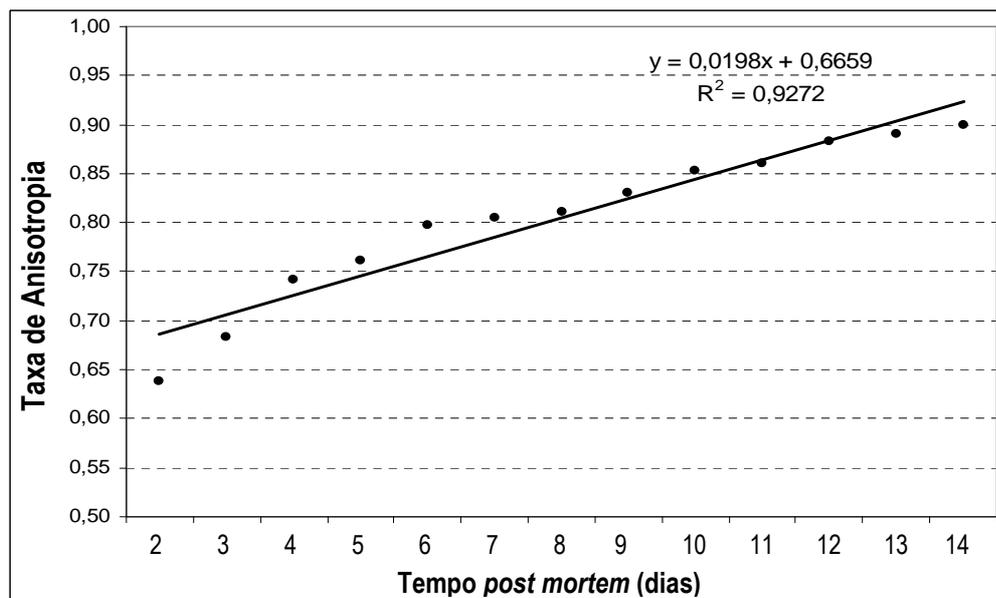


Figura 67 – Taxa de anisotropia calculada do 2º até o 14º dia *post mortem*.

6.5 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

Alguns experimentos foram realizados para avaliar a medição de fase realizada pelo equipamento elaborado. Constataram-se erros menores que $0,2^\circ$ para uma média de 3 amostras de fases adquiridas. Segundo as simulações apresentadas no Capítulo 4, para erros de $\pm 0,3^\circ$ na medição de Z_{ent} , os erros na parte real da bioimpedância ficam limitados a uma faixa de $\pm 2\%$. Portanto, os erros de medição de fase constatados nas medições feitas com o equipamento levam a erros pouco significativos na parte real da bioimpedância obtida. Como não foi possível finalizar o equipamento em tempo hábil, medições do módulo Z_{ent} foram efetuadas utilizando o analisador de impedância modelo 4294, fabricado pela Agilent Instruments.

A abordagem prática feita neste capítulo buscou, primeiramente, validar os sistemas de biotelemetria apresentados no Capítulo 4. Nesta etapa, a medição da bioimpedância realizada com base em modelos, cada um deles formado por um circuito RC série representando amostras reais da bioimpedância para as frequências de medição. No experimento realizado, evidenciou-se que os valores obtidos para a parte real (A) apresentaram erros inferiores a $\pm 4\%$, enquanto que os erros da parte imaginária (B) mostraram-se bastante significativos. Mesmo assim, foi mostrado que com o uso de uma equação linear de calibração o erro em B ficou menor que 14% , já os erros em P_y ficaram

menores que 7%. Levando em conta estes resultados, conclui-se que o uso do sistema de biotelemetria é adequado para aquisição de A . No caso de P_y , é necessário que os erros em A sejam minimizados para que os desvios em P_y sejam reduzidos.

Uma vez que o sistema de biotelemetria foi validado, um experimento final foi conduzido a fim de avaliar a aquisição da bioimpedância em amostras de carne. Neste experimento foram utilizadas 20 amostras de carne embaladas a vácuo, com três unidades sensoras inseridas em cada amostra. Devido a problemas com o processo de embalagem, restaram apenas 8 amostras no término do experimento, ou melhor, no final do período de maturação. A parte imaginária de Z_i foi desconsiderada em virtude das disparidades observadas nos valores obtidos. Apesar disso, foi possível determinar P_y e a taxa de anisotropia, cujos resultados apresentaram um perfil coerente. Visto que para determinar P_y são necessárias duas unidades sensoras e que a medição representa uma aproximação de um caso ideal, a taxa de anisotropia torna-se vantajosa pelo fato de representar uma condição ideal de medição usando duas unidades sensoras.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

7.1 PRELÚDIO

Ao longo dos seis capítulos anteriores foi realizada uma investigação bibliográfica e histórica sobre a engenharia biomédica e conceitual a respeito da técnica da bioimpedância e suas aplicações. Também foram apresentados o sistema de biotelemetria para aquisição da bioimpedância, a técnica de medição de fase de uma impedância e o equipamento resultante deste método, assim como os resultados de experimentos realizados com o intuito de caracterizar tecidos musculares *post mortem* de animais (ou carne) durante o processo de degeneração celular, visando adequar o sistema de biotelemetria para tal aplicação. Neste capítulo, o âmago deste trabalho será discutido, assim como os aspectos mais importantes das investigações feitas. Além disso, será feita uma análise qualitativa dos resultados obtidos nos experimentos e, também, abrir novos horizontes para pesquisas visando o melhoramento e avanço das técnicas, métodos e do próprio sistema de biotelemetria abordados neste trabalho.

7.2 CONCLUSÕES GERAIS E COMENTÁRIOS

A revisão bibliográfica do Capítulo 2 apresentou os conceitos gerais da bioimpedância e modelagens matemáticas fundamentadas nos princípios da física. O modelo de Fricke foi abordado brevemente por relacionar elementos elétricos às características e fenômenos biológicos. No entanto, o modelo de Cole-Cole, explanado e detalhado com profundidade, provê equações matemáticas que explicam e representam o efeito de múltiplas dispersões em tecidos biológicos para um amplo espectro de frequências. A técnica da bioimpedância intracorpórea localizada em seres humanos foi citada e discutida como sendo uma das possíveis aplicações.

Em termos de aplicações práticas e factíveis em laboratório, o uso do sistema de biotelemetria para medir a impedância de carnes se mostrou conveniente e vantajoso, quando

comparado com aplicações clínicas em seres humanos. A realização de experimentos em seres humanos exige que uma série de particularidades sejam avaliadas por um comitê de ética antes que ensaios clínicos sejam feitos. Usar animais como cobaias também não seria muito diferente. A idéia de avaliar a impedância de amostras de carne, para consumo humano, demonstrou ser uma aplicação factível para este trabalho, pois o tecido pode ser coletado diretamente em abatedouros, sem qualquer impedimento legal.

Com o foco direcionado para a aquisição da impedância de carnes, foi necessário conhecer o processo de transformação dos tecidos musculares em carne e os fenômenos biológicos e elétricos que ocorrem durante o período *post mortem*. Concluiu-se que esta aplicação é de grande importância por relacionar a impedância da carne com suas propriedades, mais especificamente a parâmetros que definem a qualidade de produtos cárneos. Um dos atributos da qualidade da carne é a sua maciez e suculência, que são atingidas por meio do processo de maturação, o qual pode ser avaliado através da impedância.

Sabendo da importância da aquisição da bioimpedância em uma faixa espectral ampla (1 kHz até 1 MHz), buscou-se avaliar quais seriam as condições destas medições serem feitas através do sistema de biotelemetria, apresentado no Capítulo 3. Diante da limitação espectral, o parâmetro P_y foi escolhido, no qual a parte real da impedância é medida em duas frequências distantes entre si. Portanto, encontrou-se uma condição em que a impedância pudesse ser medida pelo sistema de biotelemetria e que apresentasse informações úteis a respeito do processo de maturação.

O sistema de biotelemetria e a técnica de medição desenvolvida permitem a obtenção da parte real e imaginária da bioimpedância Z_i . A fim de efetuar medições em duas frequências distintas, foi proposto o uso de um sistema de biotelemetria duplo, ou seja, um sistema para cada uma das duas frequências de medição. As duas frequências mais adequadas para medir P_y foram determinadas por meio de experimentos, onde encontrou-se um par de frequências (20 kHz e 500 kHz) que proverá boa sensibilidade de medição de P_y e que tornará o sistema de biotelemetria, como um todo, factível.

Foram realizados, basicamente, dois experimentos envolvendo amostras de carne embaladas à vácuo, seguindo procedimentos adotados por outros autores na análise do processo de maturação. No primeiro experimento, o espectro da impedância foi medido diretamente, através de eletrodos inseridos em cada amostra, por um período indo do 2° até o 14° dia *post mortem*. Devido ao uso de fios conectando os eletrodos ao analisador de impedância, observou-se que houve perda de vácuo em duas das cinco amostras. No segundo experimento, o estado de conservação de dois grupos de amostras foram avaliados. As

medidas do espectro da impedância e do pH das amostras foram efetuadas retirando cada uma delas da sua embalagem a vácuo e inserindo-se eletrodos. Constatou-se que este último método exige um grande número de amostras quando se deseja efetuar a média de medições de amostras para uma mesma condição. As medidas do pH não mostraram evidências significativas das diferentes condições de conservação. O parâmetro P_y foi calculado e este não revelou uma tendência clara que diferenciasse ambos os grupos. Apesar disso, de modo geral, houve uma tendência de queda de P_y . De qualquer forma, os resultados destes experimentos foram de grande valia para melhor caracterizar o objeto de medição e avaliar seu comportamento ao longo do tempo. Isto foi crucial para validar o uso do sistema de biotelemetria na aquisição da bioimpedância. Além disso, ao analisar os espectros da bioimpedância foi possível identificar efeitos indesejados que puderam ser identificados e modelados matematicamente, que é o caso da capacitância entre eletrodo e tecido, e a capacitância entre os eletrodos.

No Capítulo 6 foi descrito um experimento preliminar, envolvendo o sistema de biotelemetria duplo e modelos da bioimpedância construídos a partir de amostras do espectro nas frequências de medição e para o 2°, 8° e 14° dia *post mortem*. O resultado da parte real A de Z_i apresentou erros inferiores a $\pm 4\%$, enquanto que os erros da parte imaginária B ultrapassaram 80%. Mostrou-se que, através de uma equação de calibração, o erro máximo em B foi menor que 14%, indicando que esta técnica leva a resultados satisfatórios na aquisição de A . Como o parâmetro P_y e a taxa de anisotropia não exigem a determinação de B , o valor desta componente pode ser desprezado nos cálculos. Apesar disso, o erro máximo em P_y medido ficou menor que 7%. Constatou-se que, para minimizar este erro, é necessário que os erros em A sejam ainda menores. Isto pode ser atingido avaliando-se as condições práticas de medição e criando-se meios para reduzir os desvios em A . Levando isto em conta, pode-se concluir que o sistema de biotelemetria pode ser empregado na medição de P_y .

Por fim, foram conduzidos experimentos a fim de avaliar a bioimpedância de amostras de carne embaladas a vácuo através do sistema de biotelemetria proposto no Capítulo 4. Neste sistema foram consideradas duas unidades de leitura para medição da bioimpedância e três unidades sensoras, as quais foram inseridas de maneira a possibilitar a obtenção de P_y e da taxa de anisotropia, do 2° ao 14° dia *post mortem*. Os resultados referentes ao parâmetro P_y apresentaram correlação com aqueles obtidos por Byrne *et al.* (2000), os quais são mostrados na Figura 12 do Capítulo 2. Quanto à taxa de anisotropia, observou-se que o resultado alcançado ficou coerente com a resposta esperada. É importante frisar, novamente, que este último experimento não visa relacionar o processo de maturação de carnes com a qualidade

destas, mas avaliar o perfil da resposta provida pelo sistema de biotelemetria para este tipo de aplicação.

Algumas considerações importantes precisam ser feitas quanto ao sistema de biotelemetria proposto. É evidente que a configuração de um sistema ideal compreende apenas uma bobina de leitura e uma na unidade sensora de modo que permita a aquisição da bioimpedância nas duas frequências de medição. O que está sendo proposto é uma aproximação de um sistema ideal. Ao considerar o sistema proposto, composto por duas unidades sensoras para a medição de P_y , a aquisição da impedância é feita em regiões distintas da mesma amostra, impossibilitando a eliminação de efeitos comuns em ambas as frequências. Fazendo uma análise elementar, as implicações que esta configuração pode ocasionar na resposta se resumem a artefatos de movimento diferentes em cada região e a heterogeneidade do tecido muscular. Acredita-se que ao escolher uma amostra com uma região onde a disposição das fibras musculares é uniforme entre os eletrodos, a inconsistência da resposta será minimizada. Como a carne é embalada a vácuo, a própria embalagem provê firmeza ao conteúdo interno. Além disso, as bobinas das unidades sensoras ficam próximas uma da outra, levando a influências mútuas com relação ao campo magnético. Porém, mais uma vez, é essencial realizar experimentos para investigar a relevância destas evidências.

Os obstáculos encontrados na aquisição prática de P_y podem ser contornados ao avaliar a taxa de anisotropia. Comparando-se estes parâmetros, tanto P_y como a taxa de anisotropia permitem avaliar o processo de maturação em carnes. Para medir P_y através do sistema de biotelemetria proposto são necessárias duas unidades de leitura e duas sensoras inseridas em regiões distintas das amostras, representando uma condição aproximada de medição. No caso da taxa de anisotropia, apenas uma unidade de leitura e duas sensoras idênticas são empregadas, reproduzindo uma situação ideal de medição. Pode-se concluir que, neste cenário, a avaliação da taxa de anisotropia se torna, evidentemente, mais vantajosa e adequada na análise do processo de maturação.

A técnica e o sistema de medição de fase detalhados no Capítulo 4 possibilitaram o desenvolvimento de um equipamento, descrito no Capítulo 5, para a medição do módulo e da fase da impedância de entrada Z_{ent} do sistema de biotelemetria. Em testes preliminares, apresentados no Capítulo 6, avaliou-se a resolução e erros na medição de fase de uma impedância. Observaram-se erros menores que $0,2^\circ$. De acordo com os resultados das simulações feitas e apresentadas no Capítulo 4, os erros em A, oriundos dos erros de medição da fase de Z_{ent} , são menores que $\pm 1\%$. No estágio atual, resta substituir componentes

danificados na placa do equipamento e realizar novos testes, incluindo medições do módulo de Z_{ent} .

De modo geral, o sistema de biotelemetria mostrou-se adequado para aquisição da parte real da bioimpedância para as frequências de 20 kHz e 500 kHz. Com isso, foi possível determinar o parâmetro P_y e a taxa de anisotropia. Além disso, o equipamento de medição de impedância desenvolvido também se mostrou adequado, exibindo erros de medição de fase aceitáveis para a aplicação proposta.

7.3 TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho resultou em uma técnica de medição da bioimpedância, envolvendo o uso de um sistema de biotelemetria para aquisição da parte real e imaginária da bioimpedância de amostras de carne, uma técnica de medição de fase entre sinais senoidais e um equipamento para medição do módulo e da fase de uma impedância. Apesar dos resultados positivos observados em experimentos, existem várias lacunas que devem ser investigadas, assim como buscar melhorar e refinar as técnicas apresentadas, equipamento, procedimentos de medição, experimentos, entre outros, visando chegar a um sistema, como um todo, definitivo para aquisição da bioimpedância. Isto permitirá o uso do sistema na avaliação do processo de maturação em carnes embaladas a vácuo, além de possibilitar estudos clínicos objetivando obter a impedância intracorpórea localizada.

De acordo com as simulações apresentadas no Capítulo 4, variações no fator de acoplamento k podem levar a erros significativos nas componentes A e B da bioimpedância. Uma vez que a técnica de medição da bioimpedância adotada no sistema de biotelemetria fornece expressões para obter as componentes A e B, e estas são dependentes do fator de acoplamento k , entre a bobina de leitura e a bobina da unidade sensora, é fundamental manter k o mais próximo possível daquele medido no processo de calibração do sistema e minimizar variações de k durante as medições da bioimpedância. Uma das soluções consiste em manter a distância entre L_1 e L_2 o mais próximo possível da distância estabelecida durante a calibração dos parâmetros do sistema. Na calibração, esta distância é determinada com base na aplicação prática. Portanto, deve-se garanti-la nos experimentos. Isto foi conseguido nos experimentos realizados ao evitar que a embalagem apresentasse dobras ou uniformidades na região de contato de L_1 com L_2 .

Outro fator potencial de oscilações em k durante o processo de medição da bioimpedância é o deslocamento axial entre L_1 e L_2 . Com relação a isto, é necessário investigar alguma configuração entre estas bobinas que minimize os efeitos do deslocamento axial e que as torne adequadas à aplicação. Empiricamente, uma solução é sugerida na Figura 68. Observe que L_2 tem a forma de uma moeda e que o núcleo de L_1 tem um diâmetro menor que o de L_2 . Esta configuração é interessante, pois o alinhamento entre estas bobinas não precisa ser exatamente axial. Apesar disso, é primordial avaliar melhor esta sugestão, uma vez que outras configurações podem se mostrar mais vantajosas.

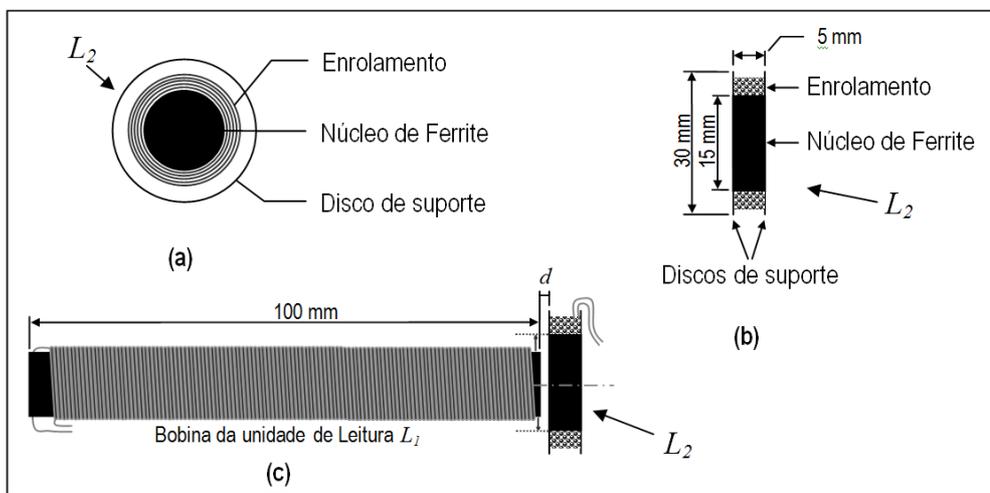


Figura 68 – Formato e dimensões físicas das bobinas sugeridas para o sistema de biotelemetria. (a) vista frontal de L_2 . (b) vista superior de L_2 . (c) vista lateral L_1 acoplada a L_2 . A distância entre L_1 e L_2 é representada por d . É desejável que o disco de suporte seja de acrílico e que sua espessura seja inferior a 1 mm.

A medição do módulo da impedância de entrada do sistema de biotelemetria pelo equipamento de medição precisa ser avaliada. No que tange velocidade de medição e resolução, futuramente, um sistema digital pode ser sintetizado em um FPGA (*Field Programmable Gate Array*), não apenas visando substituir o sistema microcontrolado e os DDSs, mas para dar mais velocidade na execução do processo de medição, aumentar a resolução de fase, através de uma tabela de senos com uma quantidade maior de pontos, conferir maior conectividade, embarcando um Sistema Operacional com acesso à rede de dados, entre outras possibilidades.

Evidentemente, todas as sugestões para investigações e desenvolvimentos futuros mencionados neste capítulo precisam ser criteriosamente analisadas antes de avaliar a sua viabilidade prática.

REFERÊNCIAS

ABOUZARI, M. R. S.; BERKEMEIER, F.; SCHMITZ, G.; WILMER, D. On the physical interpretation of constant phase elements. **Solid State Ionics**, v. 180, n. 14-16, p. 922-927, jun. 2009.

AGILENT TECHNOLOGIES, **4294A Precision Impedance Analyzer: Operation Manual**. Handbook. Agilent Technologies Inc., 7. Ed., feb. 2003.

_____. **The Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement and Techniques**. Handbook. Agilent Technologies Inc., jul. 2006.

AHAD, M. A.; RUTKOVE, S. B. Electrical impedance myography at 50 kHz in the rat: Technique, reproducibility, and the effects of sciatic injury and recovery. **Clinical Neurophysiology**, v. 120, p. 1534–1538, 2009.

ALVES, D. D. *et al.* Maciez da carne bovina. **Ciência Animal Brasileira**, v. 6, n. 3, p. 135-149, 2005.

ANALOG DEVICES, **AD8302 LF-2,7GHz RF/IF Gain and Phase Detector**. Data Sheet. Analog Devices Inc., 2002.

_____. **AD9833 Low Power 20 mW 2.3 V to 5.5 V Programmable Waveform Generator**. Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2003.

_____. **ADG451, ADG452, ADG451, 5Ω R_{ON} SPST Switches**. Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2004.

BAKER, Lee E. Principles of the impedance technique. **IEEE engineering in medicine and biology magazine**, mar. 1989.

BERTOTTI, F. L. **Desenvolvimento de um medidor de fase para um sistema de biotelemetria passiva**. 2005. 117 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2005.

BERTOTTI, F. L.; ABATTI, P. J. Desenvolvimento de um Equipamento para Medição de Fase Aplicado a um Sistema de Biotelemetria Passiva. In: Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2006, São Pedro - SP. XX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2006a. p. 1180-1183.

_____. Equipamento para medição de Bioimpedância Complexa com Alta Resolução de Fase. In: XI Congresso Brasileiro de Física Médica, 2006, Ribeirão Preto, 2006b.

_____. A Simple Method to Measure Phase Difference Between Sinusoidal Signal, **Review of Scientific Instruments**, v. 81, n. 11, nov. 2010a.

_____. Sistema de Biotelemetria para Aquisição da Bioimpedância. In: Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2010, Tiradentes – Minas Gerais. IV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2010b.

BERTRAM, H. C.; SCHÄFER, A.; ROSENVOLD, K.; ANDERSEN, H. J. Physical changes of significance for early post mortem water distribution in porcine *M. longissimus*. **Meat Science**, v. 66, p. 915-924, 2004.

BLAD, B. Impedance spectra of cancerous and normal tissues from a mouse. **Bioelectrochemistry and Bioenergetics**, n. 45, p. 169-172, feb. 1998.

BODAKIAN, B.; HART, F. X. The dielectric properties of meat. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, v. 1, n. 2, apr. 1994.

BRINKMAN, W. F.; HAGGAN, D. E.; TROUTMAN, W. W. A history of the invention of the transistor and where it will lead us. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 32, n. 12, dec. 1997.

BRONZINO, J. D. **The Biomedical Engineering Handbook**. 2. Ed. New York: IEEE Press, 2000.

BURR BROWN. **BUF634: 250 mA high-speed buffer**. Data Sheet. Burr Brown, Inc., 1996.

BYRNE, C. E.; TROY, D. J.; BUCKLEY, D. J. Postmortem changes in muscle electrical properties of bovine *M. longissimus dorsi* and their relationship to meat quality attributes and *pH* fall. **Meat Science**, v. 54, n. 1, p. 23-34, 2000.

CARVALHO, L. A.; ANDRADE, A. R.; BUENOP. R. Espectroscopia de impedância eletroquímica aplicada ao estudo das reações heterogêneas em ânodos dimensionalmente estáveis. **Química Nova**, v. 29, n. 4, p. 796-804, 2006.

CHAOSHI, R.; HUIYAN, W.; YUAN, A.; HONG, S.; GUOJING, L. Development of electrical bioimpedance technology in the future. In: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 20., 1998. **Proceedings...** 1998. v. 20, n. 2.

CHEUNGA, K. C.; RENAUD, P. BioMEMS for medicine: On-chip cell characterization and implantable microelectrodes. **Solid-State Electronics**, v. 50, n. 4, p. 551-557, apr. 2006.

CROMWELL, L.; WEIBELL, F. J.; PFEIFFER, E. A. **Biomedical Instrumentation and Measurements**. 2. Ed. New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1980.

DAMEZ, J. L.; CLERJON, S.; SAID, A.; LEPETIT, J. Dielectric behavior of beef meat in the 1-1500 kHz range: Simulation with Fricke/Cole-Cole model. **Meat Science**, apr. 2007.

DAMEZ, J. L.; CLERJON, S.; ABOUELKARAMA, S.; LEPETIT, J. Beef meat electrical impedance spectroscopy and anisotropy sensing for non-invasive early assessment of meat ageing. **Journal of Food Engineering**, v. 85, n. 1, p. 116-122, mar. 2008a.

DAMEZ, J. L. *et al.* Electrical impedance probing of the muscle food anisotropy for meat ageing control. **Food control**, n. 19, p. 931-939, 2008b.

DEAN, D. A.; RAMANATHAN, T.; MACHADO, D.; SUNDARARAJAN, R. Electrical impedance spectroscopy study of biological tissues. **Journal of Electrostatics**, v. 66, p. 165-177, 2008.

DUDYKEVYCH, T.; GERSTING E.; THIEL, F.; HELDIGE G. Impedance analyzer module for EIT and spectroscopy using undersampling. **Physiological Meas.**, v. 38, p. 19-24, 2001.

Embraco Electronic Controls - EECON. Variable Capacity Compressor: A solução do século XXI. Catálogo. Disponível em: <http://www.embraco.com.br/portugue/produtos/informativos_pdf/01021.pdf>. Acesso em: 01 set. 2009.

ERIKSSON, K.; ESTEP, D. J.; JOHNSON, C. **Applied mathematics: body and soul**. New York: Springer Verlag, v. 2, p. 509-512, 2004. ISBN: 9783540008897.

ESRICK, M. A.; MCRAE, D.A. The effect of hyperthermia-induced tissue conductivity changes on electrical impedance temperature mapping. **Physics in Medicine and Biology**, n. 39, p. 133-144, 1994.

FELÍCIO, P. E. Avaliação da qualidade da carne bovina. In: Simpósio sobre Produção Intensiva de Gado de Corte, 1998, Campinas. **Anais...** Campinas, 1998.

FELÍCIO, P. E. Qualidade da carne: Características físicas e organolépticas. In: Reunião anual da Sociedade Brasileira de Zootecnia, 36., 1999, Porto Alegre, **Anais...** Porto Alegre, 1999.

FERGUSON, T. B. Current Problems in Surgery: Pacemakers. **Mosby Publishing College**. v. 34, n. 1, p. 1, 5-108, jan. 1997.

FLICK, B. B.; ORGLMEISTER, R., A portable microsystem-based telemetric pressure and temperature measurement unit. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 47, n. 1, p. 12-16, 2000.

FOSTER, K. R. Dielectric properties of tissues. In: BRONZINO, J. D. **The Biomedical Engineering Handbook**, 2. Ed., Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.

FOSTER, K. R. Herman P. Schwan: A Scientist and a Pioneer in Biomedical Engineering. **Annual Reviews on Biomedical Engineering**. v. 4, p. 1-27, 2002.

FRAZIER, O. H. The evolution of circulatory support at Texas Heart Institute. In: EMBS/BMES conference, 2., 2002, Houston, Texas. **Proceedings...** Houston, Texas, oct. 2002. v. 3, p. 2662-2663.

GASPAR, J.; CHEN, S. F.; GORDILLO, A.; HEPP, M.; FERREYRA, P.; MARQUÉS, C. Digital lock in amplifier: study, design and development with a digital signal processor. **Microprocessors and Microsystems**, v. 28, p. 157-162, 2004.

GEDDES, L. A.; BAKER, L. E. **Principles of applied biomedical instrumentation**. Third Edition. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1989.

_____. Heritage of the tissue-bed oximeter. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 16, n. 2, p. 87-91, apr. 1997.

_____; ROEDER, R. A. De Forest and the first electrosurgical unit. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 22, n. 1, p. 84-87, feb. 2003.

_____. Birth of the stethoscope. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 24, n. 1, p. 84-86, feb. 2005.

_____. The history of artificial respiration. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 26, n. 6, p. 38-41, dec. 2007.

GERSING, E. Impedance spectroscopy on living tissue for determination of the state of organs. **Bioelectrochemistry and Bioenergetics**, v. 45, p. 145-149, 1998.

GESELOWITZ, D. B.; GESELOWITZ, M. N. The Bioelectrical Century: Bioelectrical Engineering and the “Inside Story” of the Electrical Century. In: Proceedings of the IEEE, 1999, **Proceedings...** oct. 1999. v. 87, n. 10, p. 1842-1846.

GOLDENSOHN, E. S. Animal electricity from Bologna to Boston. **Electroencephalography and Clinical Neurophysiology Journal**. v. 106, n. 2, p. 94-100, feb. 1998.

GÓMEZ R.; NOGUERA, N.; IVORRA, A.; VILLA, R.; AGUILÓ, J.; MILLÁN, J.; LÓPEZ, J. PALACIOS, L.; SOLA, A.; HOTTER, G. Instrumentation system for in vivo organ studies. In: Semiconductor Conference, 2001. **CAS 2001 Proceedings...** oct, 2001. v. 1, p. 261-264.

GREATBATCH, W.; HOLMES, C. F. History of implantable devices. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 10, n. 3, p. 38-41, sept. 1991.

GRIMNES, S.; MARTINSEN, Ø. G. **Bioimpedance and Bioelectricity Basics**. 2. Ed. Great Britain: Elsevier Ltd., 2008, ISBN: 978-0-12-374004-5.

_____. Bioimpedance. In: AKAY, M. **Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering**. New York: John Wiley & Sons Inc., 2006. ISBN: 978-0-471-24967-2.

GUYTON, A. C.; HALL, J. E. **Tratado de fisiologia médica**. 9. Ed. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan S.A., 1996.

HADDAD, S. A. P.; HOUBEN, R. P. M.; SERDIJIN, W. A. The evolution of pacemakers. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 25, n. 3, p. 38-48, jun. 2006.

HARA, M. S. **Desenvolvimento de uma unidade implantável não ressonante com dois componentes para sistemas de biotelemetria passiva**. 2003. 91 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2003.

HARA, M. S. **Técnica de biotelemetria passiva com unidade implantável composta por apenas um componente**. 2008. 143 f. Tese (Doutorado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2008.

HINES, J. W. Medical and surgical applications of space biosensor technology. **Acta Astronautica – International Astronautical Federation**, v. 38, n. 4-8, p. 261-267, 1996.

HILL, D. W. Progress in medical instrumentation over the past fifty years. **Journal of Scientific Instruments (Journal of Physics E)**, v. 1, n. 2, 1968.

HOHEISEL, M. Review of medical imaging with emphasis on X-ray detectors. **Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment**, v. 563, n. 1, p. 215-2241, July, 2006.

HOLLEY, R. A.; GILL, C. O. Usos da embalagem em atmosfera modificada para carnes e produtos cárneos. In: Congresso Brasileiro de Ciência e Tecnologia de Carnes, 3., 2005. **Material didático de palestra técnica**. São Pedro, SP, 27 a 29 de setembro de 2005.

IAR SYSTEMS. **MSP430 IAR Embedded Workbench IDE – User Guide**. IAR Systems Corp. 3. Ed., mar. 2004.

INTERSIL. **HSP50110 Digital Quadrature Tuner**. Data Sheet. Intersil Américas Inc., mar. 2001.

IRWIN, J. D. **Análise de Circuitos em Engenharia**. 4. Ed. São Paulo: MAKRON Books do Brasil Editora Ltda, p. 309-332, 2000.

IVORRA, A. *et al.* Bioimpedance dispersion width as a parameter to monitor living tissues. **Physiological Measurement**, v. 26, p. 165-173, mar. 2005.

JENKINS, K. A.; ECKHARDT, J. P. Measurement of PLL phase caused by power supply noise. **Electronic Letters**, v. 34, n. 20, p. 1907-1908, oct. 1998.

JURGEN, R. K. Technology 1992-medical electronics. **IEEE Spectrum**. v. 29, n. 1, p. 61-62, jan. 1992.

KHAKED, M. A. *et al.* Single, dual and multi-frequency bioimpedance to measure human body composition. In: Engineering in Medicine and Biology Society - Conference of the Biomedical Engineering Society of India, 14., 1995. **Proceedings...** 1995. p.87-88.

KHALED, M.A. Single, dual and multi-frequency bioimpedance to measure human body composition. In: Proceedings RC IEEE-EMBS & BMESI, 14., 1995, **Proceedings...** feb. 1995.

KIMBERLY *et al.* Validity of segmental multiple-frequency bioelectrical analysis to estimate body composition of adults across a range of body mass indexes. **Clinical Nutrition**, v.25, p. 25-32, 2009.

KUHFELD, A.W. Medical Electricity II: Galvanism. **IEEE Engineering in Medicine and Biology**, v. 14, n. 5, p. 655-656, sept.-oct. 1995a.

KUHFELD, A.W. Medical Electricity III: Faradism. **IEEE Engineering in Medicine and Biology**, v. 14, n. 5, p. 655-656, sept.-oct. 1995b.

KYLE, U.G. *et al.* Bioelectrical impedance analysis - part I: review of principles and methods. **Clinical Nutrition**, v.23, p. 1226-1243, 2004.

LAUFER, S. *et al.* Electrical impedance characterization of normal and cancerous human hepatic tissue. **Physiol. Meas.**, v. 31, p. 995-1009, 2010.

LEPETIT, J.; HAMEL, C. Correlations between successive measurements of myofibrillar resistance of raw Longissimus dorsi muscle during ageing. **Meat Science**, v. 49, n. 2, p. 249-254, jun. 1998.

LEPETIT, J.; SALÉ, P.; FAVIER, R.; DALLE, R. Electrical impedance and tenderisation in bovine meat. **Meat Science**, v. 60, n. 1, p. 51-62, 2002.

MAHMUD, S.M. "Error analysis of digital phase measurement of distorted waves," **IEEE Trans. on Inst. and Meas.**, v. 38, p. 6-9, feb. 1989.

MAHMUD, S.M.; MAHMUD, N.B.; VISHNUBHOTLA, S.R. "Hardware Implementation of a New Phase Measurement Algorithm," **IEEE Trans. on Inst. and Meas.**, v. 39, p. 331-334, apr. 1990.

MARITINSEN, Ø. G.; GRIMNES, S.; SCHWAN, H. P. Interface phenomena and dielectric properties of biological tissue. In: HUBBARD, A. T. **Encyclopedia of Surface and Colloid Science**. New York: Marcel Dekker, 2002. ISBN: 9780824707965.

MATSUMOTO, H. Some problems involved in measurement of electrical impedance of carious teeth. **Journal of Dentistry**, V. 9, n. 1, p. 43-52, 1981.

MCADAMS, E. T.; JOSSINET, J. Tissue impedance: a historical overview. **Physiol. Meas.**, v. 16, p. A1-A13, 1995.

MCADAMS, E. T.; JOSSINET, J. Problems in equivalent circuit modelling of the electrical properties of biological tissues. **Bioelectrochem. Bioenergetics**, v. 40, p. 147-152, 1996.

MIKLAVČIČ, D.; PAVŠELJ, N.; HART, F. X. **Electrical Properties of Tissues**. Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2006. ISBN: 978-0-471-24967-2.

MIN, M., PARVE, T., KUKK, V., KUHLBERG, A. An implantable analyzer of bioimpedance dynamics: Mixed signal approach. **IEEE Trans. on Inst. and Meas.**, v. 51, n. 4, aug. 2002.

MIN, G.; ROWE, D. M. Experimental evaluation of prototype thermoelectric domestic-refrigerators. **Applied Energy**, v. 83, p. 133-152, 2005.

MIN, M. *et al.* Bioimpedance monitoring of tissue transplants. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference – IMTC 2007, 2007, Warsaw, Poland, **Proceedings...** Warsaw, Poland, may 2007.

MOHAMMAD, S. M. T. Intensive Care Unit. **The Internet Journal of Health**. v. 3, n. 2, 2004. ISSN: 1528-8315.

NEBEKER, F. Golden Accomplishments in Biomedical Engineering. **IEEE History Center Publication**, Piscataway, NJ, U.S.A., 2002.

NG, W.S.; DAVIES, B.L.; HIBBERD, R.D.; TIMONEY, A.G. Robotic surgery. **IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine**. v. 12, n. 1, p. 120-125, mar. 1993.

OLIVEIRA, R. J. F. **Método para identificar simultaneamente duas características elétricas moduláveis por parâmetros fisiológicos de microcircuitos RLC injetáveis**. 2007. 147 f. Tese (Doutorado em Ciências) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2007.

OLIVER, M. A. *et al.* Evaluation of the electrical impedance spectroscopy (EIS) equipment for ham meat quality selection. **Meat Science**, v. 58, n. 1, p. 305-312, 2001.

PETHIG, R.; KELL, D. B. The passive electrical properties of biological systems: their significance in physiology, biophysics and biotechnology. **Phys. Med. Biol.**, v. 32, n. 8, p. 933-970, 1987.

PICHORIM, S. F., ABATTI, P. J. A novel method to read remotely resonant passive sensors in biotelemetric systems. **IEEE Sensors Journal**, v. 8, n. 1, p. 6-11, 2008.

PLIQUETT, U.; ALTMANN, M.; PLIQUETT, F.; SCHOBERLEIN, L. Py – a parameter for meat quality. **Meat Science**, v. 65, n. 1, p. 1429-1437, 2003.

PUERS, R.; SCHUYLENBERGH, K. V. Self tuning inductive powering for implantable telemetric monitoring systems. In: International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Eurosensors IX, 8., 1995, Stockholm, Swiss, **Proceedings...** Stockholm, Swiss, 1995.

RIGAUD, B. Tissue characterization and modeling by electrical bioimpedance spectrometry. In: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology, 16., 1994. **Proceedings...** nov. 1994. v. 2, p. 866-867.

RINCK, P. A. A short history of magnetic resonance imaging. **Spectroscopy Europe**, v. 20, n. 1, 2008.

ROÇA, R. O. **Modificações post-mortem**. Artigo Técnico. Botucatu, SP: FCA-UNESP, 2000 (artigo técnico). Disponível em: <http://dgta.fca.unesp.br/carnes /Artigos%20Tecnicos/Roca105.pdf>. Acesso em: 15 set. 2009.

RUBENSAM, J. M. Transformações post-mortem e qualidade da carne suína. In: Conferência Virtual Internacional sobre Qualidade de Carne Suína, 1., 2000, Embrapa, **Anais...** nov. 2000.

RUSKA, E. The development of electron microscope and of electron microscopy. Reviews of modern physics. **The nobel foundation**, v. 59, n. 3, p. 627-638, jul. 1987.

SHILL, H. A.; SHETTER, A. G. Reliability in deep brain stimulation. **IEEE Transactions on Device and Materials Reliability**. V. 5, n. 3, sept. 2005.

SILVA, J. E.; MARQUES DE SÁ, J. P.; JOSSINET, J. Classification of breast tissue by electrical impedance spectroscopy. **Med. and Biol. Eng. and Comp.**, v.38, n.1, p. 26-30, 2000.

SMITH, B.J.; ADHAMI, R. R. Medical imaging. Computerized tomography. **IEEE Potentials**, v. 17, n. 5, p. 9-12, jan. 1999.

SMITH, D. G.; POTTER, S. R.; LEE, B. R.; KO, H. W.; WILLIE, R. D.; TELFORD, J. K.; PARTIN, A. W. In vivo Measurement of tumor conductiveness with the magnetic bioimpedance method. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 47, n. 10, p. 1402-1405, oct. 2000.

SWATLAND, H. J. Anisotropy and postmortem changes in the electrical resistivity and capacitance of skeletal muscle. **Journal of Animal Science**, v. 50, p. 67-74, 1980.

TAKTAK, A. *et al.* Feasibility of neonatal lung imaging next term using previous termelectrical impedance tomography. **Early Human Development**, v. 44, n. 2, p. 131-138, feb. 1996.

TEXAS INSTRUMENTS. **MSP430x13x, MSP430x14x, MSP430x14x1 Mixed Signal Microcontroller**. Data Sheet. Texas Instruments, Inc., jul. 2000a.

_____. **THS4140, THS4141 High-Speed Fully Differential I/O Amplifiers**. Data Sheet. Texas Instruments, Inc., may 2000b.

_____. **DAC7512 - Low-Power, Rail-to-Rail Output, 12-Bit Serial Input Digital to analog converter**. Data Sheet. Texas Instruments, Inc., jul. 2002.

_____. **VCA810, High Gain Adjust Range, Wideband, Voltage-Controlled Amplifier**. Data Sheet. Texas Instruments, Inc., jun. 2003.

_____. **OPA2830 - Dual, Low-Power, Single-Supply, Wideband Operational Amplifier**. Data Sheet. Texas Instruments, Inc., mar. 2006.

THORNTON Eletrônica Ltda. Catálogo de produtos. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acesso em: 28 abr. 2009.

TROYK, P. R.; SCHWAN, M. A. K. High Efficiency Driver for Transcutaneously Coupled Coils. In: IEEE Engineering in Medicine & Biology Society - Annual International Conference, 11., 1989. **Proceedings...** v. 5, p. 1403-1404, 1989.

WANG, J. J.; HU, W. C.; KAO, T.; LIU, C. P. On Measuring the Changes in Stroke Volume from a Peripheral Artery by Means of Electrical Impedance Plethysmography. In: International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering - ICBBE 2008, 2., 2008, **Proceedings...** may 2008. p. 1409-1412.

WHITMAN, T. A. *et al.* Electrical measurement for detecting early postmortem changes in porcine muscle. **Journal of Animal Science**, n. 74, p. 80-90, 1996.

WILSON, B. S.; DORMAN, M. F. Interfacing Sensors With the Nervous System: Lessons From the Development and Success of the Cochlear Implant. **IEEE Sensors Journal**, v. 8, n. 1, p. 131-147, jan. 2008.

YULUN, W.; BUTNER, S.E.; DARZI, A. The Developing Market for Medical Robotics. In: Proceedings of the IEEE, 2006, **Proceedings...** sept. 2006. v. 94, n. 9, p. 1763 – 1771.

ZOU, Y.; GUO, Z. A review of electrical impedance techniques for breast cancer detection. **Med. Eng. and Physics**, v. 25, p. 79-90, 2002.

APÊNDICE A

DEDUÇÃO DAS ADMITÂNCIAS Y' E Y'' DO MODELO DE MAXWELL-WAGNER

O modelo de Maxwell-Wagner e as equações referentes às partes real e imaginária da admitância equivalente, obtidas a partir do circuito da Figura 69, foram apresentadas diretamente por Grimnes & Martinsen (2008). O objetivo deste apêndice é elucidar estas equações, mostrando-se os passos que levam até elas.

Conforme o circuito da Figura 69, a impedância equivalente Z_T pode ser expressa como a soma das impedâncias Z_1 e Z_2 , ou seja:

$$Z_T = Z_1 + Z_2 = \left(R_1 // -j \frac{1}{\omega C_1} \right) + \left(R_2 // -j \frac{1}{\omega C_2} \right). \quad (80)$$

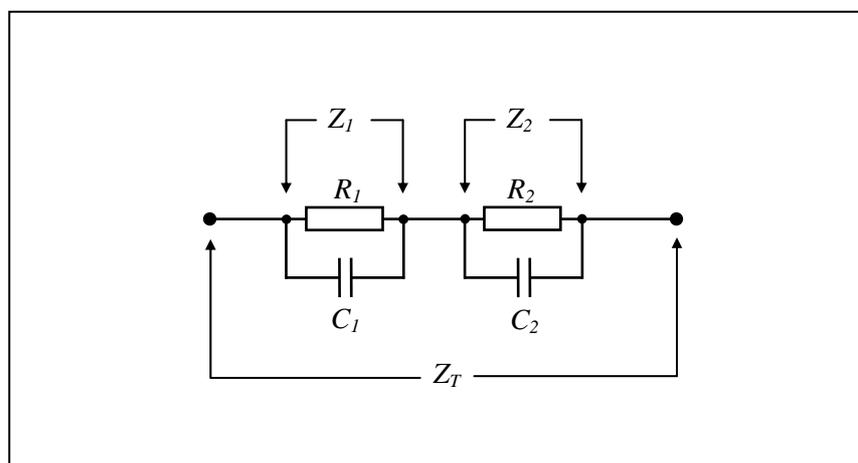


Figura 69 - Circuito do modelo de Maxwell-Wagner, onde Z_T é a impedância equivalente

A admitância equivalente Y_T do circuito da Figura 69 Pode ser equacionada como:

$$Y_T = \frac{1}{Z_T} = \frac{1}{Z_1 + Z_2}. \quad (81)$$

As impedâncias Z_1 e Z_2 podem ser expressas na forma de admitâncias:

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 = G_1 + jB_1 \quad (82)$$

e

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 = G_2 + jB_2, \quad (83)$$

onde G_1 , G_2 , B_1 e B_2 são as condutâncias e susceptâncias de Y_1 e Y_2 , respectivamente. Portanto, a admitância equivalente Y_T pode ser escrita como:

$$Y_T = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 + Y_2}. \quad (84)$$

O circuito da Figura 69 pode ser redefinido em termos das admitâncias Y_1 e Y_2 . A Figura 70 mostra o circuito resultante.

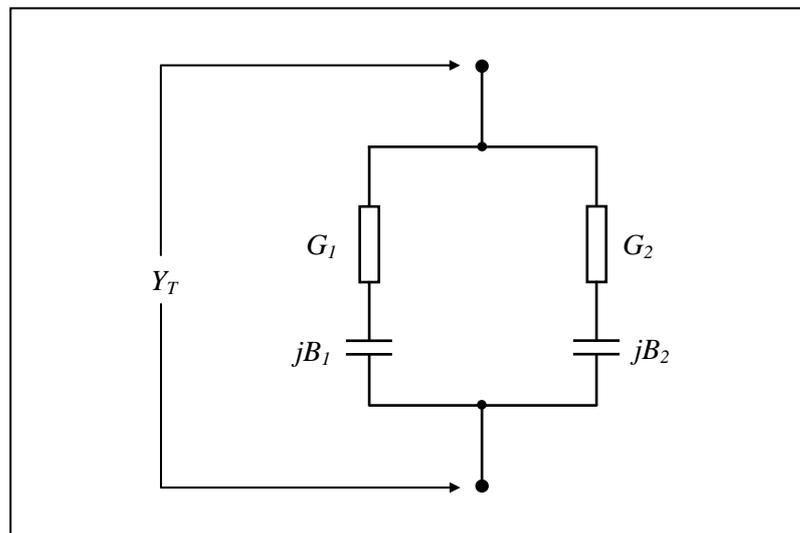


Figura 70 - Circuito do modelo de Maxwell-Wagner, onde Y_T é a admitância equivalente

Tendo em vista a definição elementar de Y_T por (84) e o circuito da Figura 70 é possível calcular Y_T em função de G_1 , G_2 , jB_1 e jB_2 . Fazendo B_1 e B_2 igual a ωC_1 e ωC_2 , respectivamente, Y_T pode ser equacionado como:

$$Y_T = \frac{(G_1 + j\omega C_1)(G_2 + j\omega C_2)}{G_1 + G_2 + j\omega(C_1 + C_2)} = \frac{G_1 \cdot G_2 + j\omega C_1 \cdot G_2 + j\omega C_2 \cdot G_1 - \omega^2 C_1 C_2}{(G_1 + G_2) + j\omega(C_1 + C_2)}. \quad (85)$$

Agrupando os termos de (85), Y_T fica sendo:

$$Y_T = \frac{(G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2) + j\omega(C_1 G_2 + C_2 G_1)}{(G_1 + G_2) + j\omega(C_1 + C_2)}. \quad (86)$$

Multiplicando o numerador e do denominador de (86) pelo conjugado do seu denominador, Y_T passa a ser:

$$Y_T = \frac{(G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2)(G_1 + G_2) + j\omega(C_1 G_2 + C_2 G_1)(G_1 + G_2)}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2(C_1 + C_2)^2} + \frac{\omega^2(C_1 + C_2)(C_1 G_2 + C_2 G_1) - j\omega(G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2)(C_1 + C_2)}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2(C_1 + C_2)^2} \quad (87)$$

Simplificando (87), as partes real Y' e imaginária Y'' de Y_T ficam sendo:

$$Y' = \frac{(G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2)(G_1 + G_2) + \omega^2(C_1 + C_2)(C_1 G_2 + C_2 G_1)}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2(C_1 + C_2)^2} \quad (88)$$

e

$$Y'' = \frac{\omega[(C_1 G_2 + C_2 G_1)(G_1 + G_2) - (G_1 G_2 - \omega^2 C_1 C_2)(C_1 + C_2)]}{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2(C_1 + C_2)^2}, \quad (89)$$

respectivamente.

APÊNDICE B

DEDUÇÃO DE Z_i e C_m SEGUNDO O MODELO DE FRICKE

De acordo com a Figura 71 e usando os princípios de análise de circuitos, a bioimpedância Z_i pode ser expressa como:

$$Z_i = R_e // \left(R_i - j \frac{1}{\omega C_m} \right). \quad (90)$$

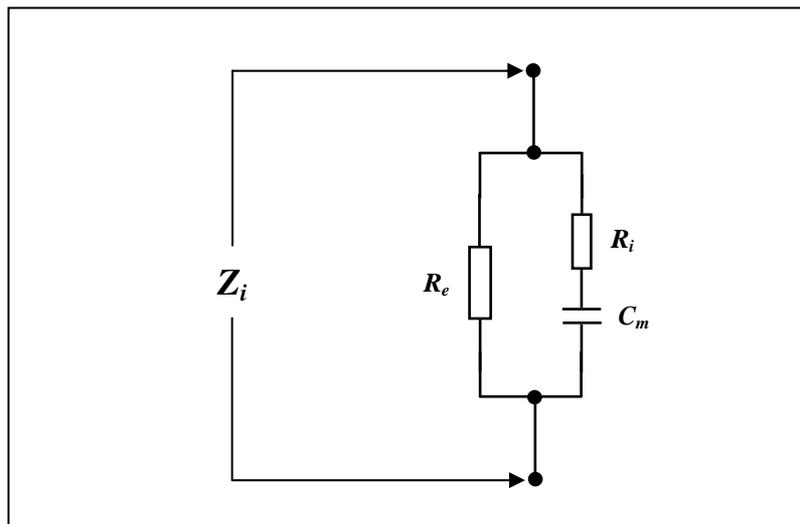


Figura 71 - Circuito equivalente do modelo de Fricke, onde R_e e R_i são as resistências referentes ao fluido extracelular e intracelular, respectivamente, e C_m é a capacitância correspondente a membrana celular.

Resolvendo o paralelo de (90) tem-se:

$$Z_i = \frac{\left(R_e \cdot R_i - j \frac{R_e}{\omega C_m} \right)}{(R_e + R_i) - j \frac{1}{\omega C_m}}. \quad (91)$$

Multiplicando o numerador e denominador de (91) pelo conjugado do denominador e isolando a parte real e imaginária do resultado, chega-se a:

$$\operatorname{Re}(Z_i) = \frac{(\omega.C_m)^2.(R_e + R_i).R_e.R_i + R_e}{(\omega.C_m)^2.(R_e + R_i)^2 + 1} \quad (92)$$

e

$$\operatorname{Im}(Z_i) = -\frac{R_e^2(\omega.C_m)^2}{(\omega.C_m)^2.(R_e + R_i)^2 + 1}. \quad (93)$$

APÊNDICE C

DEDUÇÃO DE $\text{Re}(Z_i)$ E $\text{Im}(Z_i)$

A obtenção de $\text{Re}(Z_i)$ e $\text{Im}(Z_i)$ é feita a partir da equação de Cole-Cole, citada no Capítulo 2 e rerepresentada abaixo como:

$$Z_i = R_\infty + \frac{\Delta R}{1 + (j.\omega.\tau)^\alpha}. \quad (94)$$

Note que o termo j^α que aparece no denominador não permite isolar diretamente a parte imaginária da real. Para isto é necessário utilizar a seguinte identidade trigonométrica:

$$j^\alpha = \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) + j\text{sen}\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right). \quad (95)$$

Substituindo j^α em (94) por (95), chega-se a:

$$Z_i = R_\infty + \frac{\Delta R}{1 + (\omega.\tau)^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) + j.(\omega.\tau)^\alpha \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right)}. \quad (96)$$

Multiplicando (96) pelo seu conjugado tem-se:

$$Z_i = R_\infty + \frac{\Delta R \cdot \left[1 + (\omega.\tau)^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) - j.(\omega.\tau)^\alpha \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) \right]}{1 + 2.(\omega.\tau)^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) + (\omega.\tau)^{2.\alpha}}. \quad (97)$$

Finalmente, isolando-se a parte real e imaginária de (97) leva às seguintes equações:

$$\text{Re}(Z_i) = R_\infty + \frac{\Delta R \cdot \left(1 + (\omega.\tau)^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) \right)}{1 + 2.(\omega.\tau)^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) + (\omega.\tau)^{2.\alpha}} \quad (98)$$

e

$$\text{Im}(Z_i) = - \frac{\Delta R \cdot (\omega.\tau)^\alpha \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right)}{1 + 2.(\omega.\tau)^\alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha.\pi}{2}\right) + (\omega.\tau)^{2.\alpha}}. \quad (99)$$

APÊNDICE D

OBTENÇÃO DE R_i ATRAVÉS DE R_0 E R_∞

Conhecendo-se as resistências R_0 e R_∞ , referente ao modelo de Cole-Cole, e sabendo que R_e é igual a R_0 (pois em baixas frequências a reatância capacitiva é insignificativa, isolando R_i do circuito), R_i pode ser obtido quando a frequência tender al infinito. Quando isto ocorre, R_e e R_i ficam em paralelo. Nesta mesma condição a resistência vista é o próprio R_∞ . Portanto, relacionando R_∞ , R_e e R_i tem-se:

$$R_\infty = \frac{R_e \cdot R_i}{R_e + R_i} \quad (100)$$

Efetuando as devidas manipulações matemáticas em (100), chega-se a:

$$R_i = \frac{R_e \cdot R_\infty}{R_e - R_\infty}. \quad (101)$$

Substituindo R_e por R_0 em (101) resultará na expressão final:

$$R_i = \frac{R_0 \cdot R_\infty}{R_0 - R_\infty}. \quad (102)$$

Obtendo Z_i na prática e conhecendo-se os valores de R_e e R_i , é possível isolar C_m . Efetuando-se algumas manipulações em (92) chega-se a:

$$\text{Re}(Z_i) \cdot (\omega C_m)^2 \cdot (R_e + R_i)^2 + \text{Re}(Z_i) = (\omega C_m)^2 \cdot (R_e + R_i) \cdot R_e \cdot R_i + R_e. \quad (103)$$

Isolando-se a expressão contendo C_m fará com que (103) seja igual a:

$$(\omega C_m)^2 \cdot \left[(R_e + R_i)^2 \cdot \text{Re}(Z_i) - (R_e + R_i) \cdot R_e \cdot R_i \right] = R_e - \text{Re}(Z_i). \quad (104)$$

E, finalmente, C_m será:

$$C_m = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{R_e - \text{Re}(Z_i)}{\left[(R_e + R_i) \cdot \left((R_e + R_i) \cdot \text{Re}(Z_i) - R_e \cdot R_i \right) \right]}}. \quad (105)$$

APÊNDICE E

DEDUÇÃO DE Z_2

O primeiro passo para calcular a impedância Z_2 , mostrada na Figura 20 (Cap. 3), envolve a resolução do circuito paralelo entre Z_i e C_p , equacionado como:

$$Z = (\text{Re}(Z_i) - j \text{Im}(Z_i)) // \left(-j \frac{1}{\omega C_p} \right). \quad (106)$$

Resolvendo o paralelo de (106) chega-se a:

$$Z = - \frac{\frac{\text{Im}(Z_i)}{\omega C_p} + j \cdot \frac{\text{Re}(Z_i)}{\omega C_p}}{\text{Re}(Z_i) - j \left(\text{Im}(Z_i) + \frac{1}{\omega C_p} \right)}. \quad (107)$$

Multiplicando o numerador e denominador de (107) pelo conjugado de seu denominador, resultando em:

$$Z = \frac{-\frac{1}{\omega C_p} \left[\text{Re}(Z_i) \cdot \text{Im}(Z_i) - \text{Re}(Z_i) \left(\text{Im}(Z_i) + \frac{1}{\omega C_p} \right) + j \text{Re}^2(Z_i) + j \left(\text{Im}(Z_i) + \frac{1}{\omega C_p} \right) \text{Im}(Z_i) \right]}{\text{Re}^2(Z_i) + \left(\text{Im}(Z_i) + \frac{1}{\omega C_p} \right)^2}. \quad (108)$$

Separando a parte real e imaginária de (108) e realizando as simplificações cabíveis, chega-se a:

$$Z = \frac{\text{Re}(Z_i)}{(\omega C_p)^2 (\text{Re}^2(Z_i) + \text{Im}^2(Z_i)) + 2 \cdot (\omega C_p) \cdot \text{Im}(Z_i) + 1} - j \frac{(\omega C_p) (\text{Re}^2(Z_i) + \text{Im}^2(Z_i)) + \text{Im}(Z_i)}{(\omega C_p)^2 (\text{Re}^2(Z_i) + \text{Im}^2(Z_i)) + 2 \cdot (\omega C_p) \cdot \text{Im}(Z_i) + 1} \quad (109)$$

Agora basta adicionar a impedância dos eletrodos (Z_s) em Z e as partes real e imaginária de Z_2 serão:

$$\operatorname{Re}(Z_2) = R_s + \frac{\operatorname{Re}(Z_i)}{(\omega C_p)^2 (\operatorname{Re}^2(Z_i) + \operatorname{Im}^2(Z_i)) + 2(\omega C_p) \operatorname{Im}(Z_i) + 1} \quad (110)$$

e

$$\operatorname{Im}(Z_2) = -\frac{(\omega C_p) (\operatorname{Re}^2(Z_i) + \operatorname{Im}^2(Z_i)) + \operatorname{Im}(Z_i)}{(\omega C_p)^2 (\operatorname{Re}^2(Z_i) + \operatorname{Im}^2(Z_i)) + 2(\omega C_p) \operatorname{Im}(Z_i) + 1} - \frac{1}{\omega C_s}, \quad (111)$$

respectivamente.

APÊNDICE F

SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO DESENVOLVIDO

Manter uma temperatura constante em um ambiente refrigerado não é uma tarefa simples, ainda mais quando a tolerância a variações é pequena. Nos refrigeradores comerciais, a temperatura interna depende da temperatura externa. Além disso, ao ver a temperatura em função do tempo, é possível notar oscilações entre limites. Isto ocorre devido ao termostato utilizado, podendo levar a variações significativas de temperatura.

A troca de calor com o meio externo pode ser promovida por duas soluções diferentes: sistemas com compressor a gás (encontrado nos refrigeradores domésticos) ou sistemas termoelétricos (princípio de Peltier). Dentre estas soluções, os sistemas termoelétricos permitem que, a partir de um sistema eletrônico de controle, a temperatura seja controlada com maior precisão que nos sistemas que empregam compressores. Apesar desta vantagem, os sistemas termoelétricos apresentam uma baixa eficiência (menor que 30%) quando comparados com compressores (até 80%) (MIN; ROWE, 2005). A eficiência de um sistema termoelétrico depende da capacidade de retirar calor da superfície quente da partilha termoelétrica. Esta é uma das maiores dificuldades na implementação de um sistema eficiente.

Em virtude da baixa eficiência de sistemas termoelétricos, duas soluções foram levantadas, ambas utilizando compressor. A primeira opção consiste do uso de um compressor convencional regulado por um controlador eletrônico de temperatura, visando manter a temperatura dentro da faixa de interesse ($4 \pm 0,5^{\circ}\text{C}$). A segunda opção consiste em substituir o compressor anterior por um com a tecnologia VCC (*Variable Capacity Compressor* – compressor com controle de velocidade), fabricado e comercializado pela empresa Embraco Electronic Controls (EECON). Este compressor dispõe de um sistema de controle eletrônico que permite ajustar a velocidade do motor de 1600 a 4500 rpm (rotações por minuto), fazendo com que o compressor trabalhe sob demanda (EECON, 2009). A priori, este mecanismo minimiza a amplitude das oscilações de temperatura, quando comparado com os compressores convencionais, porém tem custo elevado.

No desenvolvimento do sistema de refrigeração optou-se por empregar um compressor convencional e um controlador eletrônico de temperatura. Devido ao número de amostras que podem ser utilizadas, escolheu-se uma caixa térmica de isopor com 50 litros de capacidade. Tendo em vista o uso de um sistema refrigerado com compressor, é necessária a disposição de

um evaporador em cobre no interior da caixa e um condensador no ambiente externo. A Figura 72 ilustra a câmara térmica desenvolvida.

Para manter a temperatura das amostras o mais constante possível, decidiu-se encher a câmara com água. Com a água parada no interior da câmara poderá haver acúmulo de gelo no evaporador interno, prejudicando a eficiência do sistema. Em virtude disso, foi necessário desenvolver um sistema para a circulação da água no interior da câmara térmica. Optou-se, então, em usar uma bomba de aquário interligada a canos de PVC, onde estes serviriam para transportar a água da parte de inferior da câmara para a parte de superior. Para isso, uma estrutura usando canos de PVC foi montada. Estes canos foram furados de maneira a captar e distribuir a água uniformemente. De acordo com as repostas obtidas em testes, foi possível ajustar a temperatura da água para uma temperatura de 4°C com variação de $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$.

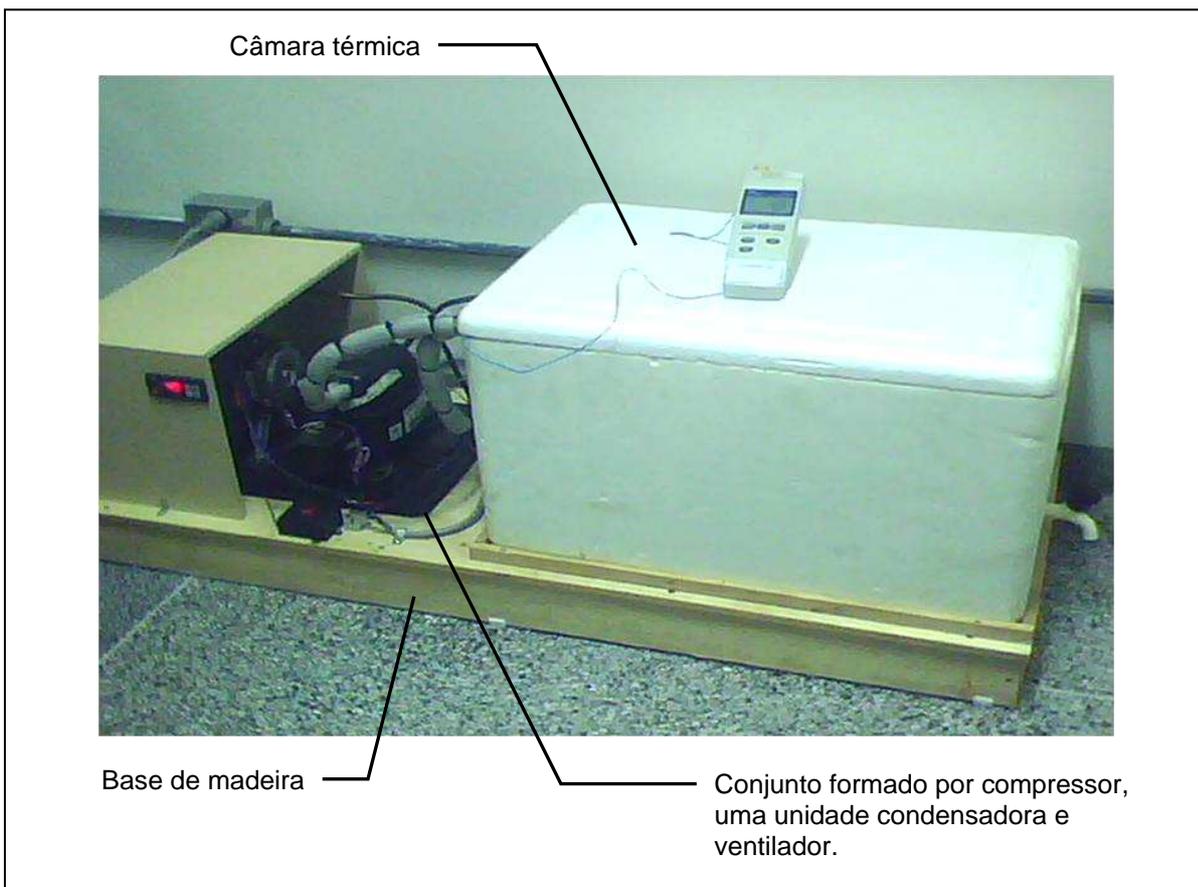


Figura 72 – Sistema de refrigeração desenvolvido.